

Einsatz von passiven funkabfragbaren Oberflächenwellensensoren in der elektrischen Energietechnik

Vom Fachbereich 18
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung
der Würde eines Doktor Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Teminova Renata
geb. am 1. März 1978 in Trebic/Tschechien

Referent:	Prof. Dr.-Ing. V. Hinrichsen
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. S. Großmann
Tag der Einreichung:	06.06.2007
Tag der mündlichen Prüfung:	29.06.2007

D17
Darmstädter Dissertation

Darmstadt, 2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Fachgebiet Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. V. Hinrichen, der als mein Doktorvater die Idee für dieses Projekt hatte und mir alle Freiheiten ließ, dass Projekt erfolgreich abzuschließen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. S. Großmann danke ich für die bereitwillige Übernahme des Korreferates, verbunden mit seiner gewissenhaften Durchsicht der Arbeit sowie für seine Hinweise und die freundliche Unterstützung durch seine Fachgebiet an der TU Dresden. In diesem Zusammenhang möchte ich mich auch bei Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil H. Löbel und Frau Dipl.-Ing. I. Berg für ihre Hilfestellungen und Kommentare zu dieser Arbeit bedanken.

Des Weiteren danke ich der Deutschen Forschungsgemeinschaft in Bonn sowie den Firmen, EnbW, RWE und Atel für die finanzielle Unterstützung, die Bereitstellung von Material zu Untersuchungszwecken und für die Möglichkeit mein Meßsystem testen zu können.

Dem Fachgebiet Hochfrequenztechnik der TU-Darmstadt insbesondere Hr. Dipl. Ing. J. Freese danke ich dafür, dass er mir die Welt der Hochfrequenztechnik näher gebracht hat, sowie für seine Antennenentwicklung und die dazugehörigen Simulationen.

Den Werkstattmitarbeitern unseres Fachgebietes danke ich dafür, dass Sie meine Ideen mit Fleiß und Geschicklichkeit umgesetzt und eigene Verbesserungsvorschläge beigesteuert haben.

Für den großen persönlichen Einsatz und Fleiß danke ich allen beteiligten Studenten die in Form von Studien- und Diplomarbeiten zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern für die umfassende Unterstützung während des Studiums und meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin, sowie meinem Freund Max Reinhard (ZZ) für sein Verständnis, Interesse und Mithilfe an meiner Arbeit.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Inhaltsverzeichnis.....	I
Formelzeichen.....	III
Abkürzungen	VII
Bilderverzeichnis	VIII
Übersicht	XI
Abstract.....	XIII
1 Einleitung	1
2 Leiterseilüberwachung.....	2
2.1 Gründe und Chancen.....	2
2.2 Leiterseilmonitoring – Verfahren.....	5
2.3 Durchhang – Einflussparameter und Berechnungsansatz	6
2.4 Leiterseiltemperatur – Einflussgrößen und ihre Wirkungen	12
2.5 Leiterseiltemperatur – Berechnungsansatz.....	15
2.5.1 Dauerbelastung.....	16
2.5.2 Kurzschlussbelastung	17
3 Grundlagen der Wärmeübertragung.....	19
3.1 Wärmeleistungen.....	19
3.1.1 Stromwärmeverluste.....	19
3.1.2 Leistung durch Sonnen- und Himmelsstrahlung.....	19
3.2 Wärmeübertragung.....	20
3.2.1 Wärmestrahlung	20
3.2.2 Wärmeleitung	21
3.2.3 Konvektion	22
3.3 Wärmespeicherung.....	24
3.4 Wärmenetzmethode.....	24
4 Zustandsbewertung von Trennschaltern	26
4.1 Gründe und Chancen.....	26
4.2 Grundlagen zum elektrischen Kontakt	27
4.3 Heutige Methoden	28
4.3.1 Temperaturmessung mit Infrarotkameras	31
5 Grundlagen der Oberflächenwellensensortechnik.....	34
5.1 Oberflächenwellen	34
5.2 Oberflächenwellensensoren	36
5.2.1 Wirkungsprinzip der FOFW-Sensoren.....	37
5.2.2 Materialien und Eigenschaften der FOFW-Sensoren.....	39
5.2.3 Sensoreffekt.....	41
5.3 Sende-/Empfangseinheit für FOFW-Sensoren.....	43
5.3.1 FMCW-Radar.....	44
5.3.2 Sendeleistung EIPR.....	46
5.4 Antennen - Grundlagen	47
6 Verwendete FOFW-Technik.....	53
6.1 Sende-/Empfangseinheit.....	53
6.2 FOFW-Sensoren.....	56
6.3 Abfrageantenne	59
7 Leiterseiltemperaturmessung mittels FOFW-Technik.....	61
7.1 Position des FOFW-Sensors.....	61

7.2	Energieversorgung für das Temperatursmesssystem.....	66
7.3	Übertragung der Daten	70
7.4	FOFW-Leiterseiltemperatursensor	71
7.4.1	Aufbau des FOFW-Sensors.....	72
7.4.2	Durchgeführte Untersuchungen	75
7.5	Optimierung des FOFW-Leiterseiltemperatursensors	90
7.6	Einflussgrößen und ihre Wirkung	93
7.7	Korrekturrechnung	98
7.7.1	Theorie	98
7.7.2	Beispiel - Korrekturrechnung.....	99
7.8	Feldversuche.....	104
7.8.1	Beispiel – Online-Versuch (Deutschland).....	106
7.8.2	Beispiel – Online-Versuch (Schweiz)	107
7.9	Leiterseiltemperaturmessung – Zusammenfassung	115
8	Temperaturmessung an Trennschalterkontakten mittels FOFW-Sensoren	117
8.1	Trennschaltertypen.....	117
8.2	FOFW-Trennschaltersensor	118
8.2.1	Aufbau des FOFW-Sensors.....	118
8.2.2	Durchgeführte Untersuchungen	121
8.3	Untersuchung an einem Einsäulentrennschalter	127
8.3.1	Aufbau.....	127
8.3.2	Position des FOFW-Sensors.....	128
8.3.3	Thermische Eigenschaften des FOFW-Sensors	129
8.3.3.1	Messunsicherheit des FOFW-Sensors und seine Temperaturfolgegeschwindigkeit.....	130
8.3.3.2	Erkennung von Fehlern mittels FOFW-Sensor.....	135
8.4	Untersuchung an einem Drehtrennschalter	141
8.4.1	Aufbau.....	142
8.4.2	Position des FOFW-Sensors.....	142
8.4.3	Thermische Eigenschaften des FOFW-Sensors	143
8.4.3.1	Messunsicherheit des FOFW-Sensors und seine Folgegeschwindigkeit für Temperaturänderungen.....	144
8.4.3.2	Fehlererkennung mittels FOFW-Sensor am Drehtrennschalter	146
8.5	Feldversuche.....	150
8.6	Temperaturmessung an Trennschalterkontakten - Zusammenfassung	152
9	Zusammenfassung.....	154
10	Ausblick und Weiterarbeit	156
	Literaturverzeichnis.....	157
	Normen.....	162
	Lebenslauf.....	163
	Veröffentlichungen.....	164

Formelzeichen

a, a_W	Spannweite
a_g	Gewichtsspannweite
a_{gmin}	Gewichtsspannweite
A	Querschnittfläche
A	senkrecht vom Wärmestrom durchsetzte Fläche
A	Amplitude des Sendesignals eines FMCW-Senders
A'	Amplitude des empfangenen Signals
A_q	Seilquerschnitt
b	thermische Ortskonstante
b	Koeffizienten der Beschreibungsfunktion
b_O	Breite des FOFW-Sensors
B	Bandbreite
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($2,998 \cdot 10^8$ m/s)
c	spezifische Wärmekapazität
c_p	dynamische Viskosität der Luft
c_1, n_1	Koeffizienten der Auftriebsströmung
c_2, n_2	Koeffizienten der Zwangsströmung
c_3, n_3	Koeffizienten der überlagerten Strömung
$c(\theta, \psi)$	Richtcharakteristik der Antenne
C_1, C_2	Integrationskonstanten
C_S	Strahlungskonstante des schwarzen Körpers
da	Flächenelement
dP_λ	Leistung, abgestrahlt im Wellenlängenbereich λ bis $\lambda + d\lambda$
d	Leiterseildurchmesser
d	Sensordurchmesser
d	Durchmesser des Gegenkontaktes
d_m	mittlerer geometrischer Abstand
$d_{RS, RT, ST}$	Abstand zwischen den Phasen R, S und T
d_0	Entfernung zwischen Objekt und Kamera
D	Einfügedämpfung des FOFW-Sensors
D	Richtfaktor (Direktivität) der Antenne
E	Elastizitätsmodul
E	elektrische Feldstärke
E_{eff}	effektive elektrische Feldstärke
E_{max}	maximale elektrische Feldstärke
f	lotrechter Durchhang
f_{max}	maximaler Durchhang
f_{Optik}	Optik der IR-Kamera
f_0	Mittelfrequenz des Wandlers
F	Empfängerrauschzahl (eng. system noise figure)
F	Kraft
g	Erdbeschleunigung $g = 9,807$ m/s ²
g	Gewichtsfunktion
g_{sensor}	Gewichtsfunktion des Sensors
g_{seil}	Gewichtsfunktion des Leiterseils
G	Gewinn der Antenne
G_{dB}	Gewinn der Antenne in dBi
G_e	Gewinn der Sensorantenne

G_i	Gewinn der Abfrageantenne
Gr	Grashof-Zahl
h	Planck-Konstante ($6,626 \cdot 10^{-34}$ Js)
h_O	Installationshöhe des FOFW-Sensors
h_{real}	Höhe des Versuchsobjektes
H	magnetische Feldstärke
i	Belastungsstrom in p.u.
I, I_{eff}	Effektivstrom
I_N	Bemessungsstrom
I_{max}	Scheitelwert des Stroms
k	Boltzmann-Konstante ($1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K)
k	Faktor für den Skineffekt
k^2	piezoelektrische Kopplungskonstante
l	Länge
l_w	charakteristische Abmessung (Länge)
L, L_1	Leiterseillänge
n	Anzahl der Bündelleiter
N	Anzahl der Finger
N	Anzahl der Abtastpunkte
N	Anzahl der Versuche
N	Anzahl der Windungen
Nu	Nusselt-Zahl
m	Masse
m'	Seilmasse pro Längeneinheit
O_K	Konvektionsoberfläche
O_S	Strahlungsoberfläche
O_{SF}	zum Lichtstrahl senkrechte Schattenfläche
O_1, O_2	Fläche des umhüllenden Körper 1 und 2
P	Strahlungsleistung des schwarzen Körpers
P_{ab}	abgegebene Leistung
P_{aus}	durch Wärmeleitung abgeführte Wärmeleistung
P_{ein}	durch Wärmeleitung zugeführte Wärmeleistung
P_{er}	erzeugte Leistung (Stromwärmeverluste)
P_E	Antenneeingangsleistung
P_L	Wärmeleitung
P_K	durch Konvektion übertragene Wärmeleistung
Pr	Prandtl-Zahl
P_s	abgestrahlte Leistung
P_{SHmax}	einfallende Sonnen- und Himmelsstrahlung
P_{sp}	gespeicherte Leistung (Wärmespeicherung)
P_v	Verlustleistung
P_{zu}	zugeführte Leistung (Leistung durch Sonnen- und Himmelsstrahlung)
P_0	maximal zulässige äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIPR)
q	elektrische Periode des Wandlers
q	aerodynamischer Staudruck
Q	Zielgröße
r	Abfrageentfernung
r	Kugelradius
r	Leiterseilradius
r_B	Ersatzradius des Bündelleiters
r_T	Teilkreisradius

R_E	Engewiderstand
R_F	Fremdschichtwiderstand
R_I	Eigenwiderstand
R_K	Kontaktwiderstand
R_V	Verbindungswiderstand
Re	Reynolds-Zahl
Re'	Reynolds-Zahl bei der Mischkonvektion
Re^*	Reynolds-Zahl berücksichtigt die der erzwungenen Strömung überlagerte freie Strömung
R_1, R_2	Positionen des Reflektors 1 und 2
$s_T(t)$	Sendesignal des FMCW-Radars
$s_R(t)$	Empfangssignal des FMCW-Radars
$\tilde{s}_M(t)$	gemischtes Signal (Sendesignal + Empfangssignal)
$s_M(t)$	$\tilde{s}_M(t)$ nach Tiefpassfilterung
S	Sensitivität einer Größe
\vec{S}	Poynting-Vektor
$S_r(\theta, \psi)_{\max}$	maximale Strahlungsdichte
$\langle S_r(\theta, \psi) \rangle$	mittlere Strahlungsdichte
S_{ri}	Strahlungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers
$S_{r,\max}$	maximale Strahlungsdichte
S/N	Signal-Rausch-Verhältnis
S_T^v	Temperaturkoeffizient
t	Zeit
T, T_0	Temperatur
T_1, T_2	absolute Temperatur des Körpers 1 und 2
T_{sweep}	Sweep-Zeit
U, U_V	Umfang
U_{eff}	effektive Spannung
U_{ind}	induzierte Spannung
U_m	höchste Spannung für ein Betriebsmittel
U_O	Kühlungsumfang des FOFW-Sensors
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle
v	Windgeschwindigkeit
x_a	Ausgangsgröße
x_e	Eingangsgröße
x_i	normierte Einflussgröße
X_i	Einflussgröße
Z_{FO}	Feldwellenwiderstand
α	Steigung der Frequenz
α	Neigungswinkel
α	Absorptionskoeffizient (Absorptionsgrad)
α	Winkel
α	Potenzkoeffizient (engl. Power coefficient)
α_d	Blickwinkel
α_K	konvektiver Wärmeübergangskoeffizient
α_S	Wärmeübergangskoeffizient durch Strahlung
α_{th}	Wärmeausdehnungskoeffizient
α_T	Temperaturkoeffizient des Widerstandes

β	Volumenausdehnungskoeffizient
β	Abweichung der Leitungsrichtungen
$\gamma, \gamma_1, \gamma_2$	spezifisches Seilgewicht
δ	Dichte
$\varepsilon, \varepsilon_1$	Emissionsgrad
ε_{12}	Emissionsgrad zwischen Körper 1 und 2
$\varepsilon_{\text{Seil}}$	Emissionszahl des Seils
$\varepsilon_{\text{Sensor}}$	Emissionszahl des Sensors
ρ_{20}	Gleichstromwiderstand pro Längeneinheit bei 20 °C
λ	Wärmeleitfähigkeit
λ_{max}	Wellenlänge des Strahlungsmaximums
λ_0, λ	Wellenlänge
$\Delta L, \Delta L_g, \Delta L_\sigma$	Längenänderung
ΔT	Zeitintervall
$\Delta \vartheta_V$	Verbindungsübertemperatur
$\Delta \vartheta_V'$	berechnete Übertemperatur
$\Delta \tau_{21}$	Laufzeitdifferenz zwischen den Reflektoren eins und zwei
$\Delta \phi_{21}$	Phasendifferenz zwischen den Reflektoren eins und zwei
ϕ	magnetischer Fluss
σ	Stefan-Boltzmann Konstante ($5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K}^5)$)
$\sigma, \sigma_1, \sigma_2, \sigma_R$	Leiterzugspannung
σ_W	Leiterzugspannung unter Windbelastung
ω_0	Startfrequenz
$\varpi(t)$	Rauschen
τ	Zeitkonstante
τ	Laufzeit
τ	Zeitverzögerung zwischen Sende- und Empfangsignal
φ_{wR}	Ausschwingwinkel im Ruhezustand
φ_{wT}	Ausschwingwinkel für Tragmasten
φ_0	Phasenoffset
φ_{Wind}	Windrichtung
ϑ_a	Leiterseilanfangstemperatur
ϑ_{end}	Leiterseilendtemperatur
ϑ_H	Himmelstemperatur
ϑ_u	Umgebungstemperatur
$\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_L$	Leiterseiltemperatur
ϑ_{20}	Umgebungstemperatur von 20 °C
η	Antennenwirkungsgrad, Wirkungsgrad
ν	kinematische Viskosität

Abkürzungen

AC	Wechselspannung
ACSS	Aluminium Conductor Steel Supported
Ag	Silber
AgCdO ₂	Silberkadmiumoxid
AgSnO ₂	Silberzinnoxid
Al	Aluminium
DC	Gleichspannung
DSP	Digital signal processing
Cu	Kupfer
EIPR	maximal zulässige äquivalente isotrope Strahlungsleistung
FMCW	frequency modulated continuous wave
FOFW	funkabfragbare Oberflächenwellen
GSM	Global System for Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
HF	Hochfrequenz
IDW	Interdigitalwandler
IR	Infrarot
MP	Messpunkt
OFW	Oberflächenwelle
OHL	overhead line
PTFE	Polytetrafluorethylen (Teflon)
PV	Photovoltaik
SAW	surface acoustic wave
SNR	Signal to noise ratio
St	Stahl
TE	Teilentladung
UCTE	Union for the coordination of transmission of electricity
W	Wolfram
WCu	Wolframkupfer
WKA	Windkraftanlage

Bilderverzeichnis

Abbildung 2.1: Engpässe im E.ON Übertragungsnetz in Norddeutschland	5
Abbildung 2.2: Kräfteverhältnisse bei einer vollkommen biegsamen Freileitung	7
Abbildung 2.3: Kräfteverhältnisse bei einer starren, in den Aufhängepunkten	9
Abbildung 2.4: Wärmeleistungsbilanz eines runden Leiters	16
Abbildung 5.1: Oberflächenwelle des Rayleigh-Typs	35
Abbildung 5.2: Darstellung eines Interdigitalwandlers	36
Abbildung 5.3: Funktionsschema eines FOFW-Sensors	37
Abbildung 5.4: Wirkungsweise eines FOFW-Systems	38
Abbildung 5.5: Störreflexionen aus der Umgebung und die Antwort des Sensors	39
Abbildung 5.6: Grundprinzip eines FMCW-Signals	44
Abbildung 5.7: FMCW Funktionsweise	45
Abbildung 5.8: Verschiedene Antennenformen	48
Abbildung 5.9: Verteilung der Strahlungsdichte einer realen Antenne	49
Abbildung 5.10: Kugelkoordinaten	50
Abbildung 5.11: Richtdiagramm einer Antenne	51
Abbildung 5.12: Momentaufnahme einer ebenen, linear polarisierten Welle	52
Abbildung 5.13: Momentaufnahme einer zirkular polarisierten Welle	52
Abbildung 6.1: Abfragegerät der Firma Siemens	54
Abbildung 6.2: Vereinfachtes Blockschaltbild - Abfragegerät der Firma Siemens	54
Abbildung 6.3: FMCW-Sendeimpuls	55
Abbildung 6.4: Überspannungsschutz der Firma Huber und Suhner	56
Abbildung 6.5: links – Foto des IDWs ohne Gehäuse (Mikroskopaufnahme),	57
Abbildung 6.6: Zeitantwort eines FOFW-Sensors (Typ 1)	57
Abbildung 6.7: Schematische Darstellung der Reflektorpositionen	58
Abbildung 6.8: Zeitantwort aller fünf FOFW-Sensortypen	59
Abbildung 6.9: Foto des Gesamtsystems aus Abfrageeinheit, Abfrageantenne	60
Abbildung 7.1: links – Abspannmast; rechts - Tragmast	63
Abbildung 7.2: Standard-Aluminium-Leiterseilklemme an einem Leiterseil montiert	64
Abbildung 7.3: IR-Bild eines Leiterseils (Al/St 265/35) mit einer Standard Leiterseilklemme	65
Abbildung 7.4: Photovoltaik-Inselsystem	68
Abbildung 7.5: Windkraftanlagen-Inselsystem	69
Abbildung 7.6: Blockschaltbild für ein Hybridsystem	70
Abbildung 7.7: Aufbau des FOFW-Leiterseiltemperatursensors	72
Abbildung 7.8: Berechneter, auf die Antennenimpedanz normierter Reflexionsfaktor	74
Abbildung 7.9: Normiertes Richtdiagramm des FOFW-Temperatursensors	74
Abbildung 7.10: Foto des FOFW-Temperatursensors (ohne Radom)	75
Abbildung 7.11: Bild zur Bestimmung des Teilkreisradius für ein 4er Bündel	77
Abbildung 7.12: Betrag der elektrischen Feldstärke (E_{\max}) am Temperatursensor	78
Abbildung 7.13: links – drei FOFW-Chips nach der Prüfung,	79
Abbildung 7.14: Querschnitt eines Verbundleiters Al/St 265/35	80
Abbildung 7.15: Versuchsanordnung mit Transformatoren, Leiterseil und Sensor	80
Abbildung 7.16: Temperaturentwicklung nach Stromsprung von 0 A auf 600 A	82
Abbildung 7.17: Verlauf der Differenzen zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur	82
Abbildung 7.18: Erwärmungs- und Abkühlungsverhalten bei verschiedenen Stromsprüngen	83
Abbildung 7.19: Infrarotbild eines Leiterseilstückes mit Sensor	84
Abbildung 7.20: Temperaturverteilung entlang des Leiterseils	85

Abbildung 7.21: Ausschnitt aus dem Wärmenetz.....	87
Abbildung 7.22: Ausschnitt aus dem Wärmenetz (10 cm Leiterseil)	88
Abbildung 7.23: Foto - Thermisch optimierter FOFW-Sensor.....	90
Abbildung 7.24: Vereinfachte Zeichnung - Thermisch optimierter FOFW-Sensor	91
Abbildung 7.25: Erwärmungs- und Abkühlungsverhalten bei Stromsprüngen.....	92
Abbildung 7.26: Temperaturdifferenzen zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur	93
Abbildung 7.27: Einfluss der untersuchten Parameter auf die Leiterseiltemperatur	97
Abbildung 7.28: Einfluss der untersuchten Parameter auf die Sensortemperatur	98
Abbildung 7.29: Gewichtsfunktion für das Leiterseil Al/St 265/35 und	101
Abbildung 7.30: Prinzip der Korrekturrechnung	102
Abbildung 7.31: Blockschaltbild des Programms in Labview.....	103
Abbildung 7.32: Beispiel der Korrekturrechnung.....	104
Abbildung 7.33: Mögliche Positionen der Abfrageantenne.....	105
Abbildung 7.34: Online-Feldversuch, Schaltanlage Oberwald (EnBW), Deutschland –	106
Abbildung 7.35: Messergebnisse Schaltanlage Oberwald, EnBW, Deutschland –	107
Abbildung 7.36: Online Feldversuch in Schweiz - fest installiertes Abfragesystem.....	109
Abbildung 7.37: Online Feldversuch in Schweiz – Position des FOFW-Sensors	109
Abbildung 7.38: Messdaten Erstfeld vom 24.02.2005 bis 28.02.2005	110
Abbildung 7.39: Gemessene Leiterseiltemperatur über einen Zeitraum von 140 Tagen	112
Abbildung 7.40: Ausrichtung der Antenne	113
Abbildung 7.41: Anpeilung des Sensors mit einem Zielfernrohr	114
Abbildung 7.42: Montage der Antenne in der richtigen Position	114
Abbildung 8.1: Prinzipdarstellung der Trennschalterttypen:	118
Abbildung 8.2: Foto des FOFW-Temperaturensors für die Temperaturmessung.....	119
Abbildung 8.3: Technische Zeichnung des FOFW-Temperaturensors	120
Abbildung 8.4: Verlauf des Reflexionsfaktors über der Frequenz	121
Abbildung 8.5: Normiertes Richtdiagramm des FOFW-Temperaturensors	121
Abbildung 8.6: links – 420-kV-Einsäulentrennschalter in der Hochspannungshalle,	122
Abbildung 8.7: links – 245-kV-Einsäulentrennschalter im Prüffeld der FH Zittau/Görlitz,	123
Abbildung 8.8: Strom- und Spannungsverlauf.....	124
Abbildung 8.9: links – Der reale Aufbau eines 420-kV-Einsäulentrennschalters,	126
Abbildung 8.10: 420-kV-Einsäulentrennschalter in verkürzter Bauweise	127
Abbildung 8.11: Stromerzeugung mit Ringkernwandlern	128
Abbildung 8.12: Stromerzeugung mit Hochstromtransformator	128
Abbildung 8.13: Position der FOFW-Sensoren am Gegenkontakt.....	129
Abbildung 8.14: oben: Übertemperatur am MP 1 und am FOFW-Sensor 1	131
Abbildung 8.15: Gemessene Stromverteilung am 420-kV-Einsäulentrennschalter	132
Abbildung 8.16: Infrarotbild des 420-kV-Einsäulentrennschalters im stationären Zustand.	133
Abbildung 8.17: Schnitt durch den am Trennschalter befestigten FOFW-Sensor.....	135
Abbildung 8.18: Stromverteilung am 420-kV-Einsäulentrennschalter.....	138
Abbildung 8.19: Infrarotbild – Fehler am Kontakt 1 des 420-kV-Einsäulentrennschalters.	140
Abbildung 8.20: Neue mögliche Positionen des Sensors am 420-kV-Einsäulentrennschalter	141
Abbildung 8.21: 245-kV-Drehtrennschalter	142
Abbildung 8.22: Position der FOFW-Sensoren am Strombahnrohr	143
Abbildung 8.23: Übertemperaturen am MP 5 (mit und ohne angebauten FOFW-Sensoren)	145
Abbildung 8.24: Gemessene Stromverteilung am 245-kV-Drehtrennschalter bei $I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$	145
Abbildung 8.25: Blick auf zwei isolierte Kontaktfinger des 245-kV-Drehtrennschalters....	147
Abbildung 8.26: 245-kV-Drehtrennschalter in einer Schaltanlage.....	148

Abbildung 8.27: Stromverteilung während Fehlern am 245-kV-Drehtrennschalter	149
Abbildung 8.28: 123-kV-Drehtrennschalter in einer Schaltanlage.....	150
Abbildung 8.29: Kontaktsystem des 420-kV-Einsäulentrennschalters.....	151
Abbildung 8.30: Kontaktsystem des 245-kV-Drehtrennschalters	151

Übersicht

Mit passiven funkabfragbaren Oberflächenwellen-Sensoren (FOFW-Sensoren) lassen sich physikalische Größen wie Temperatur, Druck oder Moment messen. Ihre wesentlichen Vorteile gegenüber herkömmlichen Messaufnehmern oder Sensoren sind die völlig passive Wirkungsweise, die einen Betrieb ohne eigene Energieversorgung ermöglicht, sowie die drahtlose Hochfrequenz-Messsignalübertragung über Entfernungen bis zu etwa 10-15 Metern auch durch (nicht-metallische) Gehäuse hindurch. Diese Eigenschaften prädestinieren FOFW-Sensoren ganz besonders für den Einsatz in Hochspannungsbetriebsmitteln der elektrischen Energieversorgung. Nachdem bereits ein Temperaturmonitoringsystem für Überspannungsableiter auf Basis von FOFW-Sensoren über mehrere Jahre erfolgreich in Feldversuchen erprobt worden ist, befasst sich dieses an der TU Darmstadt durchgeführte Projekt mit dem Einsatz von FOFW-Sensoren für die Temperaturüberwachung von Freileitungs-Leiterseilen und die Zustandsbewertung von Trennschalterkontakten durch Temperaturmonitoring mit Hilfe fest installierter und mobiler Abfragesysteme.

Um die Betriebsfestigkeit und die Einsatzfähigkeit der FOFW-Sensoren sicherzustellen, wurden unterschiedliche Hochspannungs-, Hochstrom-, thermische und Lichtbogenbeanspruchungsprüfungen im Labor durchgeführt, um sie für die geplanten Anwendungen zu qualifizieren. Alle Laboruntersuchungen bestätigten, dass FOFW-Sensoren, wie es ihr Wirkungsprinzip auch erwarten lässt, eine äußerst robuste und störunanfällige Technik darstellen.

Ein FOFW-Sensor besteht allgemein aus einem FOFW-Sensorchip, einer Sensorantenne (zum Senden und Empfangen des HF-Signals) und einem Gehäuse (Schutz gegen klimatische Bedingungen). Man muss hierbei einen Kompromiss zwischen den thermischen, dielektrischen und HF-technischen Eigenschaften finden. Gleichzeitig muss er sich leicht installieren lassen. Diese Anforderungen an den FOFW-Sensor haben sich als sehr schwer koordinierbar herausgestellt. Besonders schwierig ist, es eine hohe Messunsicherheit zu erreichen.

Es wurde zunächst ein FOFW-Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung entwickelt. Dieser ist HF-technisch und dielektrisch optimiert. Alle derzeit laufenden Feldversuche wurden mit diesem Sensor gestartet. Seine thermischen Eigenschaften sind jedoch, wie sich im Laufe der Zeit herausstellte, noch nicht optimal. Zur Verbesserung der thermischen Eigenschaften der FOFW-Sensoren bieten sich grundsätzlich zwei Möglichkeiten an. Man kann entweder das

Gehäuse so gestalten, dass es praktisch keinen Einfluss auf die gemessene Temperatur hat, oder man kann die verfälschte Temperatur mit einer Korrelationsrechnung korrigieren. Beide Möglichkeiten wurden parallel verfolgt.

Als erstes wurde ein thermisch optimierter Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung entwickelt. Die zweite Möglichkeit, die thermischen Eigenschaften der FOFW-Sensoren zu verbessern, ist die Korrekturrechnung. Mit Hilfe von Entfaltung und Faltung lässt sich aus einer bekannten Sensortemperatur die Leiterseiltemperatur bestimmen. Im Labor wurde die Korrekturrechnung für den nicht thermisch-optimierten FOFW-Leiterseiltemperatursensor getestet. Es wurde festgestellt, dass eine Korrekturrechnung im Prinzip möglich ist.

In Feldversuchen wurden mehrere Sensoren in Freileitungen eingebaut, um das gesamte Messsystem unter realen Betriebsbedingungen zu erproben und zu optimieren. Dabei wurden sowohl fest installierte als auch mobile Abfragesysteme vorgesehen. In Feldversuchen konnte gezeigt werden, dass die FOFW-Technik grundsätzlich einsatzreif für das Leiterseiltemperaturmonitoring ist. Zum Zeitpunkt der Veröffentlichung dieser Dissertation läuft der erste dieser Feldversuche bereits seit über 3 Jahren.

Der zweite Teil des Projektes beschäftigt sich mit der Zustandsbewertung von Trennschalterkontakten. Für diese Zwecke wurde ein nach dem gleichen Prinzip arbeitender FOFW-Sensor entwickelt. Dieser Sensor ist HF-technisch, dielektrisch und thermisch optimiert.

Verschiedene Trennschalterarten wurden im Labor untersucht: ein 420-kV-Einsäulentrennschalter (im gebrauchten Zustand) und ein neuer 245-kV-Drehtrennschalter. Als erstes wurde die Position des Trennschaltersensors für diese zwei Trennschalterarten bestimmt. Für die Wahl der Position wurden dabei verschiedene Gesichtspunkte berücksichtigt. Zum einen soll der Sensor nicht durch Lichtbögen beschädigt werden, und zum anderen soll eine sichere Abfrage der Sensoren und eine Erkennung von Fehlern möglich sein. Danach wurden die thermischen Eigenschaften des FOFW-Sensors an der gewählten Position und die Möglichkeit, Fehler zu erkennen untersucht. Anschließend wurden zwei Feldversuche gestartet.

Abstract

Passive remote Surface Acoustic Wave (SAW) sensors have been applied e.g. as temperature, pressure or torque sensors. Their important advantages over standard methods are their passive operating principle, which allows operation without any power supply, as well as the wireless high-frequency signal transmission over distances up to about 10...15 m even through (non metallic) housings. These properties of SAW sensors particularly qualify them for applications in high voltage operational equipment. First experience was gained in a long time field test of surge arrester monitoring based on SAW temperature sensors in a German high-voltage substation. Now, this system has been further developed at Darmstadt University of Technology for other applications, the first of them being an overhead line (OHL) conductor temperature measurement, the second one a temperature monitoring system for high-voltage disconnectors.

After designing and building the sensors, extensive laboratory tests were carried out applying high-voltage, high-current and thermal stress in order to approve the suitability for the intended application. All these tests confirmed the assumption that SAW sensors, due to their passive working principle, are not affected at all by any kind of electrical, magnetic or thermal stress that may occur during service.

The complete temperature sensor consists of three parts: a sensor chip, an antenna which receives and transmits the signal from and to the radar unit and a body for installation and for protection against environmental impact. One must find a good compromise between optimizing of thermal, dielectric and high-frequency characteristics and at the same time taking into consideration a simple installation. These requirements on the SAW sensors turned out to be difficult to coordinate. To achieve a high measuring precision is especially difficult.

First, a new sensor for OHL application was developed. The OHL conductor temperature sensor had been optimized with regard to low-frequency dielectric and high-frequency transmission characteristics. But it has turned out over time that its thermal properties are not optimal. For this reason, the sensor has to be thermally optimized. The problem may be overcome by two alternative or combined approaches: optimization of the thermal parameters of the sensor (thermal capacitance, heat transfer resistances) in order to minimize the influence on the OHL conductor temperature, or corrective calculations based on the raw data of temperature information. Both approaches are actually being investigated.

The first approach to a sensor reconfiguration is to design a smaller sensor body, i.e. to minimize its volume, mass and surface area. For this purpose, a new sensor has been developed. The second possibility to improve the thermal properties of the SAW sensors is the correction calculation. By the use of deconvolution and convolution the OHL conductor temperature could be calculated from a known sensor temperature. The correction calculation of the not thermal optimized SAW sensor was tested in the laboratory. It was considered to be possible in principle.

In a next step, a couple of sensors have been installed in different field tests in order to test and optimize the entire measuring system under real operation conditions. Both mobile (for occasional temperature measurements) and stationary (for online monitoring purposes) systems were applied. Service experience with this novel OHL temperature measuring system is quite promising so far. Obviously, the technology in hand is well suitable for this kind of application.

A second part of the research project covers temperature measurement of high-voltage disconnectors in order to allow condition monitoring of their contact systems. The working principle is the same as for the overhead line temperature measurement, but the sensor itself is a new development as it has to fulfil completely different requirements. The temperature sensor had been optimized with regard to low-frequency dielectric, high-frequency transmission and thermal characteristics.

Different types of disconnectors were studied in the laboratory: a 420-kV pantograph disconnector and 245-kV centre break disconnector. At first the positions of the disconnector sensors at these two disconnectors were determined. Different aspects were considered to choose the position. For one, the sensors should not be damaged by electric arc. For another, a secure read of the sensors and a detection of defects should be possible. Afterwards, the thermal properties of the SAW sensor at the chosen position and the possibility to detect defects were studied. In the end two field tests were started.

1 Einleitung

Der Einsatz von passiven FOFW-Sensoren eröffnet neue Wege bei der Zustandsüberwachung von Betriebsmitteln der elektrischen Energieversorgung. Mit passiven funkabfragbaren Oberflächenwellen-Sensoren (FOFW-Sensoren) lassen sich physikalische Größen wie Temperatur, Druck oder Moment messen. Ihre wesentlichen Vorteile gegenüber herkömmlichen Messaufnehmern oder Sensoren sind die völlig passive Wirkungsweise, die einen Betrieb ohne eigene Energieversorgung ermöglicht, sowie die drahtlose Hochfrequenz-Messsignalübertragung über Entfernungen bis zu etwa zehn bis fünfzehn Metern auch durch (nicht-metallische) Gehäuse hindurch. Diese Eigenschaften prädestinieren FOFW-Sensoren ganz besonders für den Einsatz in Hochspannungsbetriebsmitteln der elektrischen Energieversorgung. Ein Temperaturmonitoringsystem konnte bisher erfolgreich für Überspannungsableiter demonstriert werden.

Die Einsatzmöglichkeit der Temperaturerfassung ist aber auch für die Zustandsüberwachung anderer Betriebsmittel äußerst interessant. Temperaturmessungen an Trennschalterkontakten ermöglichen eine zustandsabhängige Wartung. Durch die Leiterseiltemperaturmessung bei kritischen Durchhängen kann man die Übertragungskapazität bestehender Freileitungen erhöhen. In dieser Arbeit werden solche Anwendungen eingehend untersucht.

2 Leiterseilüberwachung

Als erstes werden in Kapitel 2.1 die Motivation und Chancen für die Leiterseilüberwachung beschrieben. Danach wird in Kapitel 2.2 ein Überblick über verschiedene existierende Verfahren des Leiterseilmonitorings gegeben. Für die Verfahren wird sehr oft entweder direkt die Temperatur oder die Seilzugspannung benutzt oder aber die Temperatur aus Wetterdaten berechnet. Zum Verständnis der Zusammenhänge zwischen Durchhang, Temperatur und Seilzugspannung wird in Kapitel 2.3 die sogenannte Zustandsgleichung der Leitung abgeleitet. Dann werden in Kapitel 2.4 alle Einflussgrößen, die auf die Leiterseiltemperatur Einfluss haben, sowie ihre Kombinationen und Wirkungsweisen statistisch untersucht. Als letztes wird in Kapitel 2.5 der Berechnungsansatz zur Leiterseiltemperaturbestimmung sowohl für den stationären Belastungsfall als auch für den Kurzschlussfall vorgestellt.

2.1 Gründe und Chancen

Das Ziel eines Netzbetreibers ist es, den sicheren Betrieb seiner Anlagen und die Versorgungssicherheit mit elektrischer Energie bei optimaler wirtschaftlicher Auslegung zu gewährleisten. Als Grundanforderung fordert die UCTE (Union for the coordination of transmission of electricity) bei allen seinen Mitglieder die Einhaltung des sogenannten $(n-1)$ -Kriteriums. Das bedeutet, dass beim Ausfall eines beliebigen Betriebsmittels immer genügend Kapazitäten vorhanden sein müssen, damit die Energieversorgung durch die vorzuhaltenden Reserven sichergestellt ist. Dabei muss der Betrieb ohne Gefährdung von Personen und Umwelt erfolgen.

Ein wichtiges Kriterium für die Auslegung und den Betrieb von Freileitungen ist der Seildurchhang. Entsprechend den normativen Vorgaben für Neubauten (DIN EN 50341) muss aus Sicherheitsgründen ein Mindestabstand zwischen Freileitungsseilen und Erdboden auch unter ungünstigsten Betriebsbedingungen eingehalten werden. Für alle bereits existierenden Freileitungen gelten weiterhin die Vorschriften der DIN VDE 0210. Die Mindestabstände gelten für den ungünstigsten Fall und sind von der Spannungsebene abhängig.

Freileitungen sind vielfältigen Betriebs- und Umgebungseinflüssen ausgesetzt, die sich auf den Durchhang unmittelbar auswirken: Erwärmung durch den Betriebsstrom, Umgebungstemperatur, Sonneneinstrahlung, Wärmeeinstrahlung vom Erdboden, Kühlung durch Wind (Einfluss von Geschwindigkeit und Richtung), Wärmeabstrahlung und Alterung. Die meisten dieser Einflussgrößen sind nur schwer zugänglich und ändern sich zeitlich und örtlich sehr stark, so dass die thermische Auslegung und damit letztlich die spezifizierte elektrische Grenzbelastbarkeit mit großen Sicherheitszuschlägen versehen wird. In

DIN EN 50182 ist für Standard-Aluminium-Stahl-Leiterseile eine Höchsttemperatur von 80 °C im Bemessungsbetrieb vorgeschrieben, die nur kurzzeitig überschritten werden darf (z.B. im Kurzschlussfall). Diese Leiterseile finden in existierenden Freileitungen in mehr als 99% aller Fälle Verwendung [Chen-03]. Die Temperatur von 80 °C resultiert daraus, dass das Leiterseil bei Erwärmung länger wird, was einem größeren Durchhang entspricht. Wenn die Temperatur von 80 °C überschritten wird, kann es je nach Höhe der Temperatur zu Materialbeeinträchtigungen kommen, die auch zu eingeschränkter Stromtragfähigkeit des Leiters führen.

Die Standardumgebungsbedingungen für die 80 °C Leiterseiltemperatur sind wie folgt definiert:

- Umgebungstemperatur 35 °C,
- Sonneneinstrahlung 1000 W/m²,
- Windgeschwindigkeit quer zum Seil 0,6 m/s.

Diese Umgebungsbedingungen treten in der Praxis sehr selten auf, weswegen Freileitungen üblicherweise unterhalb ihrer physikalischen Belastungsgrenze betrieben werden. Durch günstigere Umweltbedingungen wie geringere Strahlung, niedrigere Umgebungstemperatur oder stärkeren Wind sind aber noch genügend thermische Kapazitäten vorhanden, um die Last ohne Gefahr weiter zu erhöhen. Mit der Deregulierung des Strommarktes und dem steigenden Wettbewerbsdruck ist der Druck, diese günstigeren Umweltbedingungen auszunutzen, höher geworden. [Rein-99] schlägt zur Optimierung der einheitlichen Annahmen über das Jahr folgendes vor: im Sommer (von Mai bis September) sollten die oben genannten Annahmen getroffen werden, im Winter (von November bis Februar) können deutlich günstigere Werte der Umwelteinflüsse angesetzt werden, und im Frühling und Herbst sollte man Werte zwischen beiden Extrema benutzen.

Trotz der nicht optimalen Belastung der Freileitungen und genügender Sicherheitsreserven kommt es nicht selten zu Großstörungen [Brau-04-b]. Ein Beispiel dafür ist der Blackout in Italien am 28. September 2003, bei dem die Ursache ein Überschlag auf einen Baum an der 420-kV-Freileitung zwischen Mettlen und Lavorgo in der Schweiz war [Sant-04] [Bund-03].

Die Ursachen für derartige Großstörungen sind meistens sehr ähnlich [Brau-04-a]:

- hohe Netzbelastung vor der Störung,
- Verletzung der Netzsicherheitsregeln,

- mangelnde Möglichkeiten beim kurzfristigen Engpassmanagement,
- regional geringe Energieerzeugung und
- weiträumiger Stromtransit.

Diese Probleme, die Großstörungen verursachen, werden im Weiteren näher erläutert.

Die europäischen Übertragungsnetze und ganz speziell das Deutsche haben sich seit den 1990er Jahren stark verändert. Die Ursachen dafür sind [Kreu-04]:

- der Anschluss der CENTREL-Länder (Polen, Tschechien, Slowakei und Ungarn) an das westeuropäische Verbundnetz,
- die Liberalisierung des europäischen Strommarktes und
- der starke Ausbau der Windenergieanlagen.

Der Anschluss der CENTREL-Länder und die Liberalisierung führten vor allem in Deutschland zu erhöhter Durchleitung von Strom in Ost-West Richtung und umgekehrt. Der Stromaustausch zwischen Deutschland und den Nachbarländern hat sich seit 1990 um etwa 60% erhöht [Kreu-04].

Auch durch die stetig anwachsende Leistung installierter Windkraftanlagen und die Planung neuer Windparks entstehen Schwierigkeiten. Seit 1990 ist die installierte Windenergieleistung von unter 100 MW auf über 16 GW (Ende 2004) angestiegen [Bund-05] [Rehf-96]. Laut der Dena-Studie [Dena-05] wird sich die installierte Windenergieleistung durch den weiterhin starken Ausbau von On- und Offshore Windparks bis zum Jahr 2020 auf über 48 GW erhöhen. Die Engpässe im E.ON Netz aufgrund der Windenergie sind in **Abbildung 2.1** dargestellt.

Die Windparks befinden sich meistens in den verbrauchsschwachen Regionen Norddeutschlands. Der im Norden erzeugte Strom muss nach Süden transportiert werden, womit sich die Lastflüsse im deutschen Übertragungsnetz gravierend verändert haben. Früher erfolgte der Energiefluss in genau umgekehrter Richtung.

Die Netzbetreiber müssen auf die neue Situation reagieren. Dies kann entweder durch Neubau, Ausbau (wie z.B. Masterhöhung oder Benutzung von Hochtemperaturleiterseilen [Tuns-00] [Deve-06]) oder höhere Auslastung von Freileitungen erfolgen [Step-05]. Der Neubau ist im Hinblick auf die starke Erhöhung der installierten Leistungen mittel- und langfristig unvermeidbar. Laut der Dena-Studie [Dena-05] sind schon konkrete Projekte in Planung. Die Genehmigungsverfahren und der Bau von neuen Freileitungen dauern aber mindestens 10 Jahre. Genau hier liegen die großen Vorteile der Leiterseilüberwachung (siehe

Kapitel 2.2). Die Leiterseilüberwachung ist in Anbetracht dieser neuen Situation eine sinnvolle Möglichkeit, dem im liberalisierten Strommarkt gestiegenen Transportbedarf bei gleichzeitig wachsendem Kostendruck zu begegnen.



Abbildung 2.1: Engpässe im E.ON Übertragungsnetz in Norddeutschland aufgrund von Windenergieanlagen (Quelle: E.ON)

Durch Online-Monitoring kann die Ausnutzung einer Freileitung im Mittel um 10% bis 15% erhöht werden [Step-01]. Experimente haben gezeigt, dass die erhöhte Übertragungskapazität (10-30%) der Freileitungen während 90-98% der Zeit genutzt werden kann [Sepp-00]. In vielen Fällen würde das die heute vermehrt gewünschte oder erforderliche Durchleitung elektrischer Energie ohne weiteren Leitungsausbau ermöglichen und ist damit allgemein von großer ökologischer und für die Stromversorger auch von wirtschaftlicher Bedeutung.

2.2 Leiterseilmonitoring – Verfahren

Unterschiedliche Monitoring-Verfahren zur Leiterseilüberwachung sind bisher im Einsatz oder befinden sich in der Erprobung bzw. Entwicklung. Diese Verfahren kann man nach [Step-00] in direkte Methoden, die direkt Temperatur oder Durchhang bzw. Zugspannung messen und indirekte Methoden, die meistens die Temperatur aus Wetterdaten berechnen, aufteilen.

Zu den direkten Methoden gehören:

- Seilzugmessung durch Kraftmessdosen mit Funk-Signalübertragung [Sepp-94] [Sepp-00],
- Temperaturmessung durch Thermoelemente mit Funk-Signalübertragung [Rein-99],
- Temperaturmessung durch eingezogene Glasfasern (Raman-Effekt, Fiber-Bragg-Gitter, Brillouin-Streuung) [Nold-03] [Kreb-02],
- Temperaturmessung mit Hilfe von Thermovisionskameras (siehe Kapitel 4.3.1) [Rein-99] [Fric-01] und
- Bodenabstandsmessung durch Laser- oder Ultraschallverfahren [Rapp-99].

Zu den indirekten Methoden gehören:

- Temperaturbestimmung durch thermostatisches Seilmodell [Rein-99] und
- Durchhangberechnung aus der Stromhöhe und den Daten von verteilten Wetterstationen [Doug-99].

Die jeweiligen Vor- und Nachteile sind für die meisten oben genannten Methoden in [Step-00] näher beschrieben.

Seilzugmessung und die Verwendung von Wetterstationen sind dabei die international gebräuchlichsten Verfahren [Step-01]. Insgesamt zeigt sich jedoch, dass alle genannten Methoden jeweils auch erhebliche Nachteile aufweisen (und seien es nur die Kosten), so dass nach wie vor Bedarf an neuen, einfachen Monitoringverfahren besteht. Zur Temperaturmessung bietet sich dabei der Einsatz von FOFW-Sensoren an (siehe Kapitel 7), wobei natürlich auch mit diesen die typischen Nachteile einer lokalen Oberflächen-Temperaturmessung nicht umgangen werden können. Jedoch bieten sie den Vorteil eines vergleichsweise kostengünstigen Verfahrens, hoher Messunsicherheit und insbesondere der Möglichkeit einer völlig problemlosen Nachrüstung auch bereits bestehender alter Freileitungen.

2.3 Durchhang – Einflussparameter und Berechnungsansatz

(vgl. [Erk-79])

Wenn ein Leiter zwischen zwei Aufhängepunkten A und B an Masten hängt, stellt sich aus dem Gleichgewicht zwischen der Leiterseilgewichtskraft und der Zugkraft eine Kurve ein, die

man Kettenlinie nennt (**Abbildung 2.2**). Mathematisch lässt sich die Kettenlinie wie folgt ableiten.

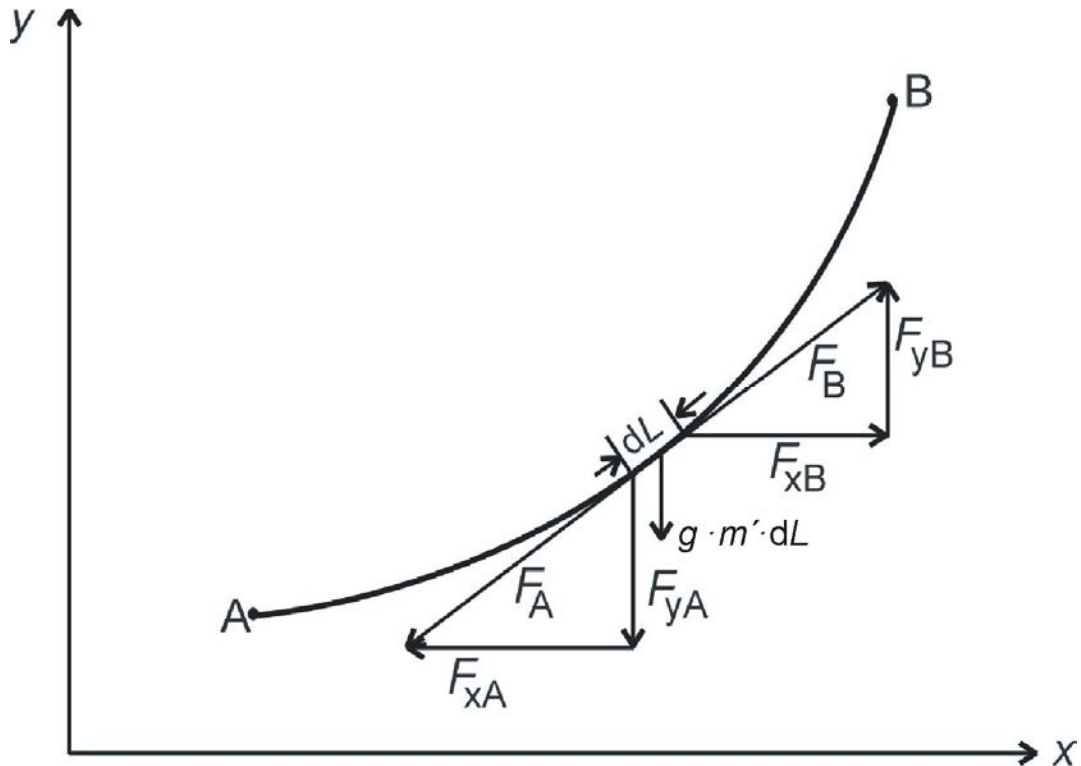


Abbildung 2.2: Kräfteverhältnisse bei einer vollkommen biegsamen Freileitung
(Quelle: [Erk-79])

Zur Bestimmung der Kettenlinie als $y = f(x)$ wird zunächst ein Leitungselement dL betrachtet. Auf dieses Element wirken tangential zur Durchhangskurve die Zugkräfte F_A und F_B , sowie das Eigengewicht $g \cdot m' \cdot dL$ ($g = 9,81 \text{ m/s}^2$; m' ist die Seilmasse pro Längeneinheit). Aus der Gleichgewichtsbedingung folgt, dass die Summen der in x- und y-Richtung wirkenden Kraftkomponenten gleich Null sein müssen:

$$F_{xB} - F_{xA} = 0 \quad (\text{Gl. 2.1})$$

$$F_{yB} - F_{yA} - g \cdot m' \cdot dL = 0 \quad (\text{Gl. 2.2})$$

Einsetzen der Komponenten:

$$dL = \sqrt{dx^2 + dy^2} \quad (\text{Gl. 2.3})$$

$$F_{yB} - F_{yA} = dF_y \quad (\text{Gl. 2.4})$$

Division durch dx ergibt:

$$\frac{dF_y}{dx} = g \cdot m' \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} \quad (\text{Gl. 2.5})$$

Wird in Gleichung 2.5 $F_y = F_x \cdot \frac{dy}{dx}$ eingesetzt, so erhält man:

$$\frac{dF_y}{dx} = F_x \cdot \frac{d^2y}{dx^2} = g \cdot m' \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} \quad (\text{Gl. 2.6})$$

Dividiert man beide Seiten der Gleichung 2.6 durch den Seilquerschnitt A_q , so erhält man mit:

$$\frac{F_x}{A_q} = \sigma \quad \text{Horizontalzug pro Querschnittseinheit in N/mm}^2 \quad (\text{Gl. 2.7})$$

$$\frac{g \cdot m'}{A_q} = \gamma \quad \text{Spezifisches Seilgewicht in N/(m \cdot mm}^2) \quad (\text{Gl. 2.8})$$

die Formel

$$\left(\frac{\sigma}{\gamma}\right) \cdot \frac{d^2y}{dx^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} \quad (\text{Gl. 2.9})$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung ergibt die Kettenlinie:

$$y = \left(\frac{\sigma}{\gamma}\right) \cdot \cosh\left(\frac{x - C_1}{(\sigma/\gamma)}\right) + C_2 \quad (\text{Gl. 2.10})$$

C_1 und C_2 sind Integrationskonstanten.

Wenn die Leitungsaufhängepunkte A und B in der gleichen Höhe liegen, werden die Integrationskonstanten zu Null. Die Horizontalkomponente der Seilzugkraft entlang der Kettenlinie bleibt dabei unverändert.

Wenn die Spannweite zwischen A und B kleiner als 500 m ist (üblicherweise der Fall), kann die Gleichung 2.10 in der Weise vereinfacht werden, dass aus dem cosh eine Reihe entwickelt wird, bei der die Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden können. Bei Abbruch der Reihenentwicklung nach dem zweiten Glied ergibt sich:

$$y = \left(\frac{\sigma}{\gamma} \right) \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{x}{(\sigma/\gamma)} \right)^2 \right] \quad (\text{Gl. 2.11})$$

Nach Substitution von $y' = y - (\sigma/\gamma)$ und $x' = x$ ergibt sich aus Gleichung 2.11:

$$y' = \frac{1}{2} \cdot \frac{x'^2}{\sigma/\gamma} \quad (\text{Gl. 2.12})$$

Es handelt sich dabei um eine Parabelgleichung. Daher spricht man unter den genannten Bedingungen beim Durchhang nicht mehr von einer Kettenlinie, sondern von einer Parabelkurve.

Bei gleich hohen Leiterseilaufhängenpunkten berechnet man den größten Durchhang in Abhängigkeit von der Spannweite a mit den Gleichungen (2.10) und (2.12) folgendermaßen:

$$f_{\max} = (\sigma/\gamma) \cdot \left[\cosh \left(\frac{a}{2(\sigma/\gamma)} \right) - 1 \right] \quad \text{Kettenlinie} \quad (\text{Gl. 2.13})$$

$$f_{\max} = (\gamma/\sigma) \cdot \frac{a^2}{8} \quad \text{Parabelkurve} \quad (\text{Gl. 2.14})$$

Für den Fall unterschiedlich hoher Aufhängenpunkte müssen andere Annahmen getroffen werden: die Leitung ist starr und in den Aufhängenpunkten gelenkig gelagert (**Abbildung 2.3**).

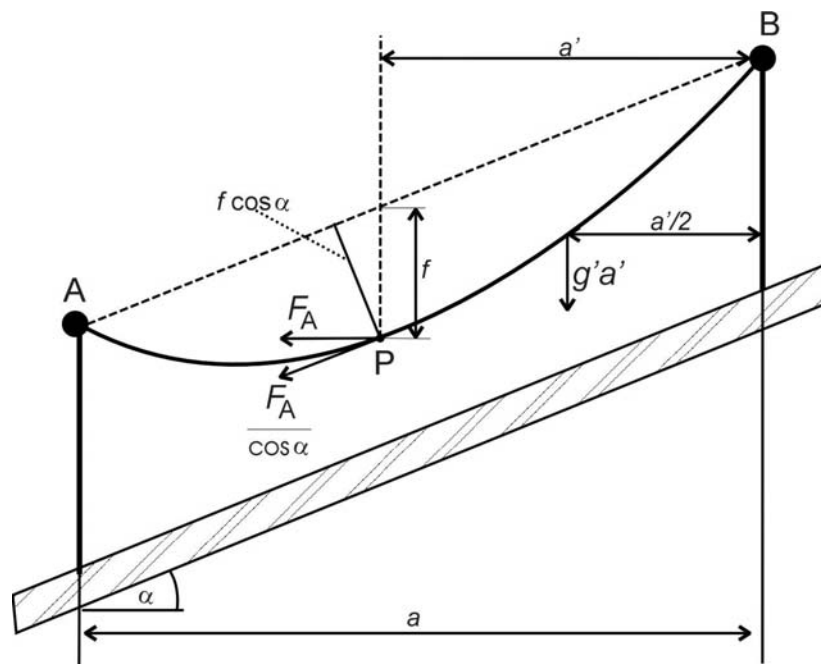


Abbildung 2.3: Kräfteverhältnisse bei einer starren, in den Aufhängenpunkten aber gelenkig gelagerten Freileitung (Quelle: [Erk-79])

Die Tangente parallel zur Geraden durch die Punkte A und B berührt die Leitung im Punkt P. In diesem Punkt ist die Leitung im Gleichgewicht, wenn die Summe aller am Leitungsseil angreifenden Drehmomente gleich Null ist. Diese Summe am rechten Leiterseil bezogen auf B ergibt:

$$\frac{F_A}{\cos \alpha} \cdot f \cdot \cos \alpha - \frac{g'}{\cos \alpha} \cdot a' \cdot \frac{a'}{2} = 0 \quad (\text{Gl. 2.15})$$

Wird in (2.15) wieder (2.7) und (2.8) eingesetzt, so wird für den größten Durchhang gelten:

$$f_{\max} = \frac{1}{\cos \alpha} (\gamma / \sigma) \cdot \frac{a'^2}{8} \quad (\text{Gl. 2.16})$$

Für $\alpha = 0$ erhält man aus Gleichung 2.16 den gleichen Wert wie mit Gleichung 2.14.

Der Zusammenhang zwischen dem Temperaturverhalten der Leitung und den Werkstoffkenngrößen wird mit der sogenannten Zustandsgleichung beschrieben. Um diese Gleichung zu erhalten, muss zuerst die Länge des Seils L bestimmt werden. Mit ausreichender Genauigkeit lässt sich diese aus der Bogenlänge einer Parabel bestimmen, die sich unter der Voraussetzung gleich hoher Aufhängepunkte aus der Integration der Bogenelemente dL über die Spannweite a ergibt.

Durch Einsetzen des aus Gleichung 2.12 zu ermittelnden Differentialquotienten

$$\frac{dy}{dx} = (\gamma / \sigma) \cdot x \text{ erhält man für das Leitungselement}$$

$$dL = dx \sqrt{1 + (\gamma / \sigma)^2 \cdot x^2} \quad (\text{Gl. 2.17})$$

Nach einer Reihenentwicklung der Wurzel und der Integration von $-\frac{a}{2}$ bis $+\frac{a}{2}$ ergibt sich die Länge der Leitung L zwischen zwei gleich hohen Aufhängepunkten:

$$L = a \cdot \left(1 + \frac{\gamma^2 \cdot a^2}{24 \cdot \sigma^2} \right) = a + \frac{8}{3} \cdot \frac{f^2}{a} \quad (\text{Gl. 2.18})$$

Wenn nun eine Leitung erwärmt wird, so verlängert sie sich in Folge der Wärmeausdehnung gemäß:

$$\Delta L_g = \alpha_{\text{th}} \cdot L_1 \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1) \quad (\text{Gl. 2.19})$$

α_{th} Wärmeausdehnungskoeffizient in 1/K

- L_1 zu ϑ_1 gehörende Leiterseillänge in m
 ϑ_1 Leiterseiltemperatur in °C
 ϑ_2 neue, höhere Leiterseiltemperatur in °C

Es kommt aber auch zur elastischen Verkürzung der Leitung, was als Folge eine Abnahme der spezifischen Seilspannung bewirkt, weil diese gemäß (2.14) bei konstanter Spannweite a und konstantem spezifischen Seilgewicht γ dem Durchhang umgekehrt proportional ist. Die Längenabnahme beträgt:

$$\Delta L_\sigma = \frac{L_1}{E} \cdot (\sigma_1 - \sigma_2) \quad (\text{Gl. 2.20})$$

wobei E der Elastizitätsmodul in N/mm² ist.

Die effektive Längenänderung $\Delta L = L_2 - L_1$ ist dann gleich der Längenänderung ΔL_g infolge der Erwärmung und der durch die Elastizitätsänderung der Leitung bedingten Längenänderung ΔL_σ .

$$\Delta L = L_2 - L_1 = \Delta L_g - \Delta L_\sigma \quad (\text{Gl. 2.21})$$

Setzt man in Gleichung in 2.21 die Gleichungen (2.18), (2.19) und (2.20) ein, so erhält man nach einigen Umformungen und unter der vereinfachenden Annahme, dass $L \approx a$ ist, die Zustandsgleichung der Leitung:

$$\sigma_2^3 + \sigma_2^2 \cdot \left[(\vartheta_2 - \vartheta_1) \cdot \alpha_{th} \cdot E + \frac{E \cdot a^2 \cdot \gamma_1^2}{24 \cdot \sigma_1^2} - \sigma_1 \right] - \frac{E \cdot a^2 \cdot \gamma_2^2}{24} = 0 \quad (\text{Gl. 2.22})$$

Wenn keine Zusatzlasten (z.B. Eislasten) am Leiterseil angenommen werden, so gilt $\gamma_1 \approx \gamma_2$.

Bei einer bekannten (gemessenen) Leiterseiltemperatur ϑ_2 wird erst aus der Gleichung 2.22 die Seilzugspannung berechnet, und danach kann der maximale Durchhang bestimmt werden:

$$f_{\max} = \frac{\gamma_1}{\sigma_2} \cdot \frac{a^2}{8} \quad (\text{Gl. 2.23})$$

Die Gleichung 2.23 gilt nur für Spannweiten a bis ca. 500 m und für Aufhängepunkte A, B, die in gleicher Höhe liegen, sowie unter der Annahme, dass $L \approx a$ ist!

Wie sich der Durchhang mit der Temperatur ändert, zeigt folgendes Beispiel. Die Rechnung wurde für verschiedene Temperaturen und folgende Werte nach Gleichung 2.22 und 2.23 durchgeführt (siehe **Tabelle 2.1**):

Seil: Al/St 265/35

Elastizitätsmodul $E = 74 \text{ kN/mm}^2$

Wärmeausdehnungskoeffizient $\alpha_{th} = 19,6 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$

Spezifisches Seilgewicht $\gamma_1 = 0,0336 \text{ N/(m} \cdot \text{mm}^2)$ (ohne Zusatzlast $\gamma_1 \approx \gamma_2$)

Spannweite $a = 300 \text{ m}$

Ausgangszustand:

Seilzugspannung $\sigma_1 = 43 \text{ N/mm}^2$

Seiltemperatur $\vartheta_1 = 10 \text{ }^\circ\text{C}$

Tabelle 2.1: Durchhangberechnung für verschiedene Seiltemperaturen

Seiltemperatur in $^\circ\text{C}$	10	20	40	60	80
Durchhang f in m	8,79	9,12	9,76	10,36	10,94
Zugspannung σ_2 in N/mm^2	43,00	41,45	38,75	36,48	34,55

Man sollte dabei nicht vergessen, dass der Durchhang nur aus einer durchschnittlichen Leiterseiltemperatur der Spannweite berechnet werden kann. Die Temperatur sollte dabei der durchschnittlichen Querschnittstemperatur entsprechen [Doug-00]. Man misst aber in den meisten Fällen die Oberflächentemperatur. Der Unterschied zwischen Oberflächentemperatur und Kerntemperatur ist abhängig vom Strom und dem Durchmesser des Seils. Bei kleineren Durchmessern sind die Unterschiede sehr klein. Die Situation ändert sich aber sehr schnell bei größeren Leiterseildurchmessern. Besonders kritisch ist es, wenn man Hochtemperaturleiterseile (wie z.B. ACSS) benutzt. Diese können bei großen Strömen einen Unterschied bis zu 30 K aufweisen, was den Durchhang um ca. 20-30 cm vergrößert [Work-06]. Die heutzutage eingesetzten Leiterseile sind aber zu 99% Standard-Al/St-Leiterseile. [Chen-03] und [Blac-88] haben berichtet, dass der Unterschied in der Praxis fast immer kleiner als 10 K ist. Dieser Unterschied kann sich aber bei einer optimalen Auslastung der Freileitung z.B. durch größeren Wind, wie [Hall-88] berichtet, vergrößern. Dies sollte bei einer Durchhangberechnung auch berücksichtigt werden.

2.4 Leiterseiltemperatur – Einflussgrößen und ihre Wirkungen

Um die Übertragungskapazität einer Freileitung optimal auszunutzen zu können, muss man sich zuerst mit allen einwirkenden Größen beschäftigen, die diese beeinflussen.

Falls man für die Übertragungskapazität die maximale zulässige Leiterseiltemperatur benutzt, ist zu bedenken, dass diese von folgenden Größen beeinflusst wird:

- Belastungsstrom I ,
- Umgebungstemperatur ϑ_u ,
- Windgeschwindigkeit v ,
- Windrichtung φ_{Wind} ,
- Globalstrahlung P_{SHmax} und
- Emissionszahl ε_l .

Es ist bekannt, dass sich z.B. die Seiltemperatur proportional mit I^2 ändert und mit der Umgebungstemperatur dagegen im Verhältnis 1:1. Wenn sich also etwa die Umgebungstemperatur um 10 K erhöht, erhöht sich auch die Leiterseiltemperatur um etwa den gleichen Betrag. Die Globalstrahlung kann die Leiterseiltemperatur um ca. 7-9 K erhöhen. Die Windgeschwindigkeit und Windrichtung sind dabei die wichtigsten Größen. Wenn sich die Windgeschwindigkeit von 0,6 m/s auf 1,2 m/s erhöht, kann der Belastungsstrom um 15% erhöht werden [Work-06].

Es sollte trotzdem genau untersucht werden, welche Wirkung die einzelnen Parameter und deren Kombinationen haben. Zum Untersuchen dieser Zusammenhänge müsste man aber viele Versuche mit verschiedenen Kombinationen der Einflussgrößen durchführen. Dazu kommt, dass in der Praxis nicht alle Größen so eingestellt werden können, wie es den realen Bedingungen entspricht. Für solche Untersuchungen ist die Simulation mit Hilfe der Wärmenetzmethode (siehe Kapitel 3.4) geeignet, bei der man jeden beliebigen Wert und jede beliebige Kombination von Einflussgrößen als Eingangsparameter für die Leiterseiltemperaturberechnung einstellen kann. Alle möglichen Kombinationen zu simulieren, ist trotzdem in der Praxis sehr zeitaufwendig. Damit mit relativ wenig Versuchen die wesentlichen Einflussgrößen und deren Kombinationen bestimmt werden können, ist es hilfreich, sich mit statistischer Versuchsplanung zu beschäftigen, um die Anzahl der benötigten Versuche zu reduzieren.

Mit der statistischen Versuchsplanung sollen Versuche so gefahren werden, dass mit relativ wenigen Versuchen die wesentlichen Einflussgrößen und Zusammenhänge (sogenannte Beschreibungsfunktion) zwischen Einflussgrößen X_i und Zielgrößen Q (z.B. Leiterseiltemperatur) bestimmt werden können (X_i sind die absoluten Größen bzw. in

normierter dimensionsloser Form x_i). Als Beschreibungsfunktion können folgende Funktionen verwendet werden [Böhm-92]:

- mit linearen Gliedern

$$Q = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i \quad (\text{Gl. 2.24})$$

k Anzahl der Einflussgrößen

- mit linearen und Wechselwirkungsgliedern

$$Q = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k b_{ij} x_i x_j \quad (\text{Gl. 2.25})$$

- mit linearen, Wechselwirkungs- und quadratischen Gliedern

$$Q = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^k b_{ii} x_i^2 \quad (\text{Gl. 2.26})$$

Damit die Beschreibungsfunktion ermittelt werden kann, müssen die Koeffizienten b bestimmt werden. Dafür wird eine Regressionsanalyse durchgeführt, bei der die Summe aller Abweichungsquadrate zwischen Mess- bzw. Rechenwert und Wert der Beschreibungsfunktion bei gleichen Werten der Einflussgrößen minimal sein soll.

Die Koeffizienten b erhält man nach [Böhm-92]:

$$b_0 = c_0 \sum_{r=0}^{N-1} Q_r - \frac{c_0 c_4}{c_1} \quad (\text{Gl. 2.27})$$

N Anzahl der Versuche

Q_r Werte für die Zielgröße (z.B. Leiterseiltemperatur) zuvor z.B. mit Hilfe der Wärmenetzmethode berechnet

$$b_i = c_1 \sum_{r=0}^{N-1} x_{ir} Q_r \quad (\text{Gl. 2.28})$$

$$b_{ij} = c_3 \sum_{r=0}^{N-1} x_{ir} x_{jr} Q_r \quad (\text{Gl. 2.29})$$

$$b_{ii} = c_2 \sum_{r=0}^{N-1} \left(x_{ir}^2 - \frac{c_0}{c_1} \right) \cdot Q_r \quad (\text{Gl. 2.30})$$

Dabei gilt:

$$c_0 = \frac{1}{N} \quad (\text{Gl. 2.31})$$

$$c_1 = \frac{1}{\sum_{r=0}^{N-1} x_{1r}^2} \quad (\text{Gl. 2.32})$$

$$c_2 = \frac{1}{\sum_{r=0}^{N-1} \left(x_{1r}^2 - \frac{1}{Nc_1} \right)^2} \quad (\text{Gl. 2.33})$$

$$c_3 = \frac{1}{\sum_{r=0}^{N-1} x_{1r}^2 x_{2r}^2} \quad (\text{Gl. 2.34})$$

$$c_4 = \sum_{i=1}^k b_{ii} \quad (\text{Gl. 2.35})$$

Für den Fall eines Leiterseils wird eine Beschreibungsfunktion mit linearen, Wechselwirkungs- und quadratischen Gliedern (Gleichung 2.26) benutzt. Um dimensionslose Größen zu erhalten und so die Berechnung zu vereinfachen, werden die Einflussgrößen sehr oft normiert (der Minimalwert einer Größe wird dann mit -1, der Maximalwert mit +1 und der zentrale Mittelpunkt mit 0 festgelegt). Für die quadratischen Abhängigkeiten muss man zusätzlich z.B. für 6 Einflussgrößen die normierten Werte bis $\pm 1,722$ angeben.

Als Beispiel wird in Kapitel 7.6 eine Beschreibungsfunktion für ein Standard-Al/St-Seil bestimmt.

2.5 Leiterseiltemperatur – Berechnungsansatz

Zur rechnerischen Ermittlung der Leiterseiltemperatur legt man die Wärmebilanz an einem Leiter zu Grunde. **Abbildung 2.4** zeigt die Wärmeleistungsbilanz eines runden Leiters. Damit ergibt sich [Kieß-98]:

$$dP_{\text{zu}} + dP_{\text{er}} + dP_{\text{ein}} = dP_{\text{sp}} + dP_{\text{ab}} + dP_{\text{aus}} \quad (\text{Gl. 2.36})$$

- dP_{zu} zugeführte Leistung (Leistung durch Sonnen- und Himmelsstrahlung)
- dP_{er} erzeugte Leistung (Stromwärmeverluste)
- dP_{ein} durch Wärmeleitung zugeführte Wärmeleistung
- dP_{sp} gespeicherte Leistung (Wärmespeicherung)
- dP_{ab} abgegebene Leistung

dP_{aus} durch Wärmeleitung abgeführte Wärmeleistung

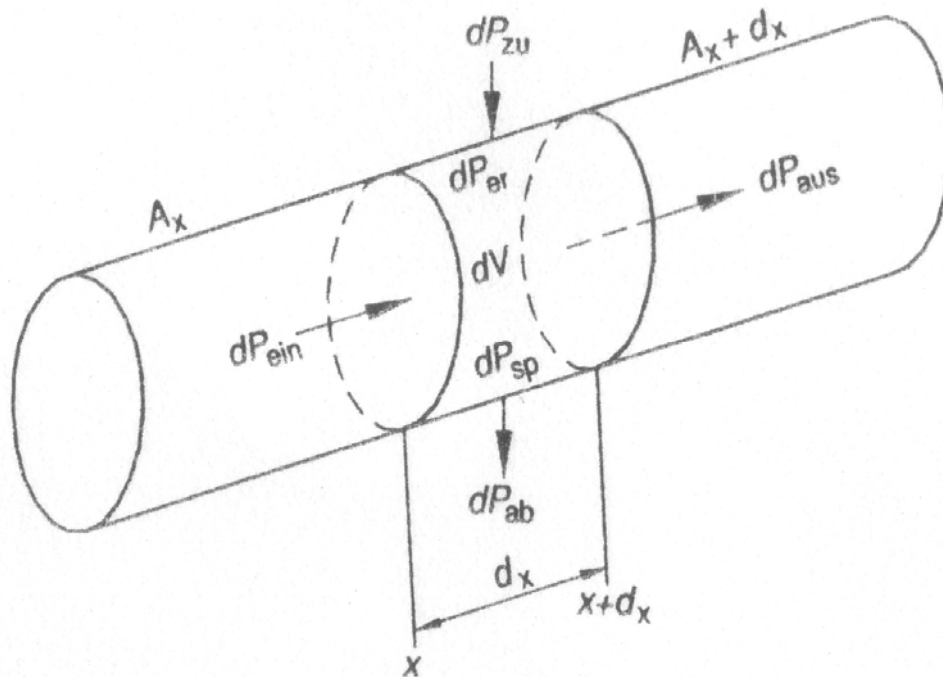


Abbildung 2.4: Wärmeleistungsbilanz eines runden Leiters
(Quelle: [Kieß-98])

2.5.1 Dauerbelastung

Für einen homogenen Körper (unter Vernachlässigung der Seilverdrillung) lassen sich dP_{ein} und dP_{aus} vernachlässigen:

$$dP_{\text{zu}} + dP_{\text{er}} = dP_{\text{sp}} + dP_{\text{ab}} \quad (\text{Gl. 2.37})$$

zugeführte + erzeugte Leistung = gespeicherte + abgegebene Leistung

Setzt man in Gleichung 2.37 für erzeugte Leistung Gleichung 3.1 (Kapitel 3.1.1), für gespeicherte Leistung Gleichung 3.25 (Kapitel 3.3) und für abgegebene Leistung Gleichung 3.4 (Kapitel 3.2) ein, dann erhält man folgende Gleichung:

$$P_{\text{zu}} + I^2 \cdot k \cdot \frac{\rho_{20} \cdot l}{A} [1 + \alpha_T (\vartheta_L - \vartheta_{20})] = \delta \cdot A \cdot l \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_L}{dt} + \alpha \cdot U \cdot l \cdot (\vartheta_L - \vartheta_u) \quad (\text{Gl. 2.38})$$

- I Stromeffektivwert in A
- k Faktor für den Skineffekt
- ρ_{20} Gleichstromwiderstand bei 20 °C in Ω/m
- l Länge des Bauteils in m
- A Querschnittfläche des Bauteils in m^2
- α_T Temperaturkoeffizient des Widerstandes in $1/\text{K}$

ϑ_L	Leiterseiltemperatur in °C
ϑ_{20}	Umgebungstemperatur 20 °C
δ	Dichte des Werkstoffes in kg/m ³
c	spezifische Wärmekapazität in J/(kgK)
α	Summe der Wärmeübergangskoeffizienten in W/(Km ²)
U	Umfang des Seils in m
ϑ_u	Umgebungstemperatur

Umwandlung der Gleichung 2.38 in eine Differentialgleichung der Form $\frac{d\vartheta_L}{dt} + a\vartheta_L - b = 0$:

$$\frac{d\vartheta_L}{dt} + \frac{\alpha \cdot U \cdot A - I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T}{A^2 \cdot \delta \cdot c} \vartheta_L - \frac{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} (1 - \alpha_T \cdot \vartheta_{20}) + P_{zu}' \cdot A + \alpha \cdot U \cdot A \cdot \vartheta_u}{A^2 \cdot \delta \cdot c} = 0 \quad (\text{Gl. 2.39})$$

wobei $P_{zu}' = \frac{P_{zu}}{l}$

Die Gleichung 2.39 hat eine allgemeine Lösung:

$$\vartheta_L(t) = \vartheta_a \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \vartheta_{\text{end}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (\text{Gl. 2.40})$$

ϑ_a	Anfangstemperatur des Leiters, die ungleich der Umgebungstemperatur ϑ_u sein kann
ϑ_{end}	Endtemperatur des Leiters
τ	Erwärmungs- oder Abkühlungszeitkonstante

Die Zeitkonstante τ ergibt sich zu:

$$\tau = \frac{1}{a} = \frac{A^2 \cdot \delta \cdot c}{\alpha \cdot U \cdot A - I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T} \quad (\text{Gl. 2.41})$$

Die Leiterseilendtemperatur ($t \rightarrow \infty$) ergibt sich dann zu:

$$\vartheta_{\text{end}} = \frac{b}{a} = \frac{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} (1 - \alpha_T \cdot \vartheta_{20}) + P_{zu}' \cdot A + \alpha \cdot U \cdot A \cdot \vartheta_u}{\alpha \cdot U \cdot A - I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T} \quad (\text{Gl. 2.42})$$

2.5.2 Kurzschlussbelastung

Die Erwärmung bei Kurzschlussbelastung berechnet man wieder nach der Wärmebilanzgleichung 2.36 [Kieß-98]. Unter der Annahme, dass es sich hier um einen homogenen Leiter handelt und dass es infolge des Kurzschlusses zu keiner Wärmeabgabe kommt (der Kurzschluss wird schnell abgeschaltet, und damit ist die Einwirkzeit sehr gering), ergibt sich:

$$dP_{zu} + dP_{er} = dP_{sp} \quad (\text{Gl. 2.43})$$

$$P_{zu} + I^2 \cdot k \cdot \frac{\rho_{20} \cdot l}{A} [1 + \alpha_T (\vartheta_L - \vartheta_{20})] = \delta \cdot A \cdot l \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_L}{dt} \quad (\text{Gl. 2.44})$$

Nach der Umformung der Gleichung in Differentialform $\frac{d\vartheta_L}{dt} + a\vartheta_L - b = 0$, bekommt man:

$$\frac{d\vartheta_L}{dt} - \frac{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T}{A^2 \cdot \delta \cdot c} \vartheta_L - \frac{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} (1 - \alpha_T \cdot \vartheta_{20}) + P_{zu}' \cdot A}{A^2 \cdot \delta \cdot c} = 0 \quad (\text{Gl. 2.45})$$

Die allgemeine Lösung ergibt sich aus Kapitel 2.5.1, Gleichung 2.40. Die Zeitkonstante τ ergibt sich dann zu:

$$\tau = \frac{1}{a} = \frac{A^2 \cdot \delta \cdot c}{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T} \quad (\text{Gl. 2.46})$$

und die Leiterseilendtemperatur ($t \rightarrow \infty$) erhält man dann nach:

$$\vartheta_{L\text{end}} = \frac{b}{a} = \frac{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} (1 - \alpha_T \cdot \vartheta_{20}) + P_{zu}' \cdot A}{I^2 \cdot k \cdot \rho_{20} \cdot \alpha_T} \quad (\text{Gl. 2.47})$$

3 Grundlagen der Wärmeübertragung

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Grundlagen der Wärmeübertragung. Die Ursache für die Wärmeübertragung sind Temperaturunterschiede, hervorgerufen durch Stromwärmeverluste und Sonneneinstrahlung (Kapitel 3.1). Die Wärmeübertragung erfolgt durch Wärmestrahlung, Wärmeleitung, Wärmekonvektion (Kapitel 3.2). Für dynamische Prozesse ist zusätzlich die Wärmespeicherung (Kapitel 3.3) interessant.

Das Kapitel 3.4 stellt rechnerisch ermittelte Temperaturverläufe und Temperaturverteilungen an elektrotechnischen Geräten und Anlagen mittels Wärmenetzmethode vor; die auf der Analogie zwischen elektrischen und thermischen Größen basiert.

Die Theorie zur Wärmeübertragung (Kapitel 3.1-3.3) wurde aus [Kieß-98] [Rogl-99] [Schen-03] übernommen.

3.1 Wärmeleistungen

3.1.1 Stromwärmeverluste

Durch den in einem Leiter mit einem Widerstand R fließenden Strom werden Stromwärmeverluste erzeugt:

$$P_{\text{er}} = I^2 \cdot R(\vartheta_L) \quad (\text{Gl. 3.1})$$

Der elektrische Widerstand R ergibt sich zu:

$$R = k \cdot \frac{\rho_{20} \cdot l}{A} \left[1 + \alpha_T (\vartheta_L - \vartheta_{20}) \right] \quad (\text{Gl. 3.2})$$

I	Stromeffektivwert in A
k	Faktor für den Skineffekt
ρ_{20}	Gleichstromwiderstand bei 20 °C in Ω/m
l	Länge des Bauteils in m
A	Querschnittfläche des Bauteils in m^2
α_T	Temperaturkoeffizient des Widerstandes in $1/\text{K}$
ϑ_L	Temperatur des Bauteils (z.B. Leiterseiltemperatur) in °C
ϑ_{20}	Umgebungstemperatur 20 °C

3.1.2 Leistung durch Sonnen- und Himmelsstrahlung

Die Wärmeaufnahme durch Sonneneinstrahlung erfolgt gemäß:

$$P_{\text{zu}} = \alpha \cdot P_{\text{SH max}} \cdot O_{\text{SF}} \quad (\text{Gl. 3.3})$$

α	Absorptionskoeffizient
----------	------------------------

$P_{\text{SH max}}$ einfallende Sonnen- und Himmelsstrahlung in W/m^2

O_{SF} zum Lichtstrahl senkrechte Schattenfläche in m^2

Bei wolkenfreiem Himmel beträgt die einfallende Strahlung $P_{\text{SH max}} = (850 \dots 1050) \text{ W/m}^2$.

3.2 Wärmeübertragung

Wird elektrotechnischen Betriebsmitteln Wärme zugeführt, kann diese durch folgende Arten wieder abgegeben werden:

- Wärmestrahlung,
- Wärmeleitung und
- Wärmekonvektion.

Die abgeführte Wärmeleistung lässt sich mit folgendem Ansatz berechnen:

$$P_{\text{ab}} = \alpha \cdot U \cdot l \cdot \Delta \vartheta \quad (\text{Gl. 3.4})$$

α Summe der Wärmeübergangskoeffizienten in $\text{W}/(\text{Km}^2)$

U Umfang des Bauteils in m

l Länge des Bauteils in m

$\Delta \vartheta$ Temperaturdifferenz z.B. $(\vartheta_{\text{L}} - \vartheta_{\text{u}})$ in K

Der Wärmeübergangskoeffizient setzt sich aus den Wärmeübergangskoeffizienten der Konvektion und der Strahlung zusammen:

$$\alpha = \alpha_{\text{S}} + \alpha_{\text{K}} \quad (\text{Gl. 3.5})$$

Die Berechnung für α_{S} und α_{K} findet sich in dem Kapitel 3.2.1 und 3.2.3 (Gleichung 3.10 und Gleichung 3.14).

3.2.1 Wärmestrahlung

Die Wärmeleistung der Strahlung ergibt sich in allgemeiner Form nach:

$$P_{\text{S}} = \alpha_{\text{S}} \cdot O_{\text{S}} \cdot (\vartheta_1 - \vartheta_2) \quad (\text{Gl. 3.6})$$

α_{S} Wärmeübergangskoeffizient der Strahlung in $\text{W}/(\text{Km}^2)$

O_{S} Oberfläche des abstrahlenden Körpers in m^2

ϑ_1, ϑ_2 Temperatur des Körpers 1 und 2 in $^{\circ}\text{C}$

Die Wärmeabgabe durch Strahlung erfolgt nach dem Stefan-Boltzmann Gesetz gemäß:

$$P_s = \varepsilon_{12} \cdot C_s \cdot O_s \cdot \left(\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right) \quad (\text{Gl. 3.7})$$

ε_{12} Emissionsgrad zwischen Körper 1 und 2

$C_s = 5,67 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K}^4)$ Strahlungskonstante des schwarzen Körpers

T_1, T_2 absolute Temperatur des Körpers 1 und 2 in K

Der Emissionsgrad ε_{12} berechnet sich für sich umhüllende Körper nach:

$$\varepsilon_{12} = \frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{O_1}{O_2} \cdot \left(\frac{1}{\varepsilon_2} - 1 \right)} \quad (\text{Gl. 3.8})$$

wobei Körper 2 Körper 1 umhüllt. Falls die Fläche des umhüllenden Körper viel größer ist als die des Umhüllten, dann gilt:

$$\varepsilon_{12} \approx \varepsilon_1 \quad \text{für } O_1 \ll O_2 \quad (\text{Gl. 3.9})$$

O_1, O_2 Oberfläche des Körpers 1 und 2 in m^2

Durch Einsetzen der Gleichung 3.6 in Gleichung 3.7 erhält man für den Wärmeübergangskoeffizienten der Strahlung mit der Vereinfachung aus Gleichung 3.9:

$$\alpha_s = \varepsilon_1 \cdot C_s \cdot \frac{\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4}{\vartheta_1 - \vartheta_2} = \varepsilon_1 \cdot C_s \cdot \frac{\left(\frac{T_L}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_u}{100} \right)^4}{\vartheta_L - \vartheta_u} \quad (\text{Gl. 3.10})$$

3.2.2 Wärmeleitung

Bei Wärmeleitung wird die Wärme von Orten mit höherer Temperatur zu Orten mit niedrigere Temperatur transportiert. Die geleitete Wärme berechnet sich nach dem Fourierschen Gesetz:

$$P_L = -\lambda \cdot A \cdot \text{grad } \vartheta \quad (\text{Gl. 3.11})$$

λ Wärmeleitfähigkeit des Stoffes in $\text{W}/(\text{Km})$

A senkrecht vom Wärmestrom durchsetzte Fläche in m^2

ϑ Temperatur in K

Für ein homogenes eindimensionales Wärmeströmungsfeld kann man die Gleichung 3.11 dann vereinfachen:

$$P_L = -\lambda \cdot A \cdot \frac{d\vartheta}{dx} \quad (\text{Gl. 3.12})$$

Treten in den Bauteilen keine Temperaturunterschiede längs der Fläche z.B. resultierend aus Querschnittsverringerungen auf, kann die Wärmeleitung vernachlässigt werden!

3.2.3 Konvektion

Als Konvektion bezeichnet man den Wärmetransport infolge des Wärmeübergangs zwischen einem festen Körper und den an ihm vorbeifließenden Gas/Fluid.

Der konvektive Wärmeübergang kann durch unterschiedliche Bewegung des Mediums verursacht werden, und aus diesem Grund unterscheidet man zwischen folgenden Arten der Konvektion:

- freie Konvektion,
- erzwungene Konvektion und
- Mischkonvektion.

Durch Konvektion übertragene Wärmeleistung wird nach dem Gesetz von Newton berechnet:

$$P_K = \alpha_K \cdot O_K \cdot \Delta\vartheta \quad (\text{Gl. 3.13})$$

α_K konvektiver Wärmeübergangskoeffizient in $\text{W}/(\text{K}\cdot\text{m}^2)$

O_K wärmeabgebende Oberfläche in m^2

$\Delta\vartheta$ Temperaturdifferenz zwischen der Oberfläche des Körpers und der Umgebung (z.B.

$\Delta\vartheta = \vartheta_L - \vartheta_u$) in K

Eine genaue Berechnung der Konvektion gestaltet sich wegen der vielen Einflussfaktoren als sehr schwierig, weswegen zur Lösung empirische Wege beschritten werden. Dabei müssen nach der sogenannten Ähnlichkeitstheorie die Zusammenhänge zwischen den thermischen und strömungstechnischen Größen exakt definiert werden. Diese Größen sind:

- Nusselt-Zahl Nu ,
- Reynolds-Zahl Re ,
- Grashof-Zahl Gr und
- Prandtl-Zahl Pr .

$$Nu = \frac{\alpha_K \cdot l_w}{\lambda} \quad (\text{Gl. 3.14})$$

$$Re = \frac{v}{\nu} \cdot l_w \quad (\text{Gl. 3.15})$$

$$Gr = \frac{g \cdot \beta \cdot l_w^3 \cdot (\vartheta_L - \vartheta_u)}{\nu^2} \quad (\text{Gl. 3.16})$$

$$Pr = \frac{\nu \cdot c_p \cdot \delta}{\lambda} \quad (\text{Gl. 3.17})$$

α_k	konvektiver Wärmeübergangskoeffizient in W/(Km ²)
λ	Wärmeleitfähigkeit in W/(Km)
l_w	charakteristische Abmessung (Länge) in m
ν	Geschwindigkeit in m/s
ν	kinematische Viskosität in m ² /s
g	die Erdbeschleunigung, $g = 9,807 \text{ m/s}^2$
β	Volumenausdehnungskoeffizient in 1/K
ϑ_L	Temperatur des Bauteils in K
ϑ_u	Umgebungstemperatur in K
c_p	dynamische Viskosität in kg/(ms)
δ	Dichte in kg/m ³

Bei der freien Konvektion hängt die Nusselt-Zahl vom Produkt der Grashof- und der Prandtl-Zahl ab:

$$Nu = c_1 (Gr \cdot Pr)^{n_1} \quad (\text{Gl. 3.18})$$

Ähnlich ist dies im Falle der erzwungenen Konvektion, bei der die Nußelt-Zahl von der Reynolds-Zahl abhängt:

$$Nu = c_2 (Re')^{n_2} \quad (\text{Gl. 3.19})$$

Bei der Mischkonvektion (für $\nu \leq 1 \text{ m/s}$) muss die Reynolds-Zahl in Gleichung 3.19 bestimmt werden:

$$Re' = \sqrt{Re^2 + Re^{*2}} \quad (\text{Gl. 3.20})$$

Dabei berücksichtigt Re^* die der erzwungenen Strömung überlagerte freie Strömung. Sie ergibt sich aus:

$$Re^* = c_3 (Gr \cdot Pr)^{n_3} \quad (\text{Gl. 3.21})$$

$$\text{mit } c_3 = \left(\frac{c_1}{c_2} \right)^{\frac{1}{n_2}} \quad (\text{Gl. 3.22})$$

$$\text{mit } n_3 = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{Gl. 3.23})$$

Die Ähnlichkeitsfunktionen für freie und erzwungene Konvektion ($c_1, c_2, c_3, n_1, n_2, n_3$) für verschiedene geometrische Anordnungen findet man z.B. in [Löbl-85].

Für laminare Strömungen bewegt sich die Reynoldszahl bei kleinen Werten, mit zunehmender Turbulenz steigt sie in Richtung größerer Werte an.

3.3 Wärmespeicherung

Wird einem Körper Wärme zugeführt, kann der Körper je nach Eigenschaften des verwendeten Materials Wärme in sich speichern. Diese Wärmeleistung wird bestimmt nach:

$$P_{\text{sp}} = m \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_L}{dt} \quad (\text{Gl. 3.24})$$

m Masse in kg

c spezifische Wärmekapazität in J/(kgK)

Wenn die Masse m durch die Dichte δ und das Volumen ($A \cdot l$ - gilt nur für einen Zylinder!) ersetzt wird, dann gilt:

$$P_{\text{sp}} = \delta \cdot A \cdot l \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_L}{dt} \quad (\text{Gl. 3.25})$$

δ Dichte des Werkstoffes in kg/m³

A Querschnitt des Werkstoffes in m²

l Länge des Werkstoffes in m

$d\vartheta_L$ Temperaturdifferenz in K

Im stationärem Zustand ist die Temperaturänderung $\frac{d\vartheta_L}{dt}$ gleich Null – der Körper kann keine zusätzliche Wärme mehr speichern.

3.4 Wärmenetzmethode

Zur rechnerischen Ermittlung der Temperaturverläufe und Temperaturverteilungen an elektrotechnischen Geräten und Anlage kann die Wärmenetzmethode herangezogen werden. Sie basiert auf der Analogie zwischen elektrischen und thermischen Größen (**Tabelle 3.1**) [Stoy-71] [Rogl-99].

Tabelle 3.1: Analogie zwischen elektrischen und thermischen Größen

Elektrische Größen			Thermische Größen		
Bedeutung	Formelzeichen	Einheit	Bedeutung	Formelzeichen	Einheit
Potential	φ	V	Temperatur	ϑ	°C
el. Strom	I	A	Wärmestrom	P	W
el. Widerstand	R_{el}	Ω	th. Widerstand	R_{th}	K/W
Potentialdifferenz	U	V	Temperaturdifferenz	$\Delta\vartheta$	K
el. Kapazität	C_{el}	As/V	th. Kapazität	C_{th}	Ws/K

Zur Temperaturberechnung werden die elektrischen Anlagen in n Abschnitte zerlegt. Jeder Abschnitt wird im Wärmenetz durch einen Knoten repräsentiert, und in diesem Knoten wird die mittlere Temperatur des n ten-Abschnitts gesucht. Die Größe des Abschnitts hängt von der gewünschten Genauigkeit ab [Stoy-71] [Rogl-99]. Zwischen den Knotenpunkten werden die entsprechenden Wärmewiderstände, abhängig von der Art des Wärmetransports (Wärmewiderstände der Leitung, Konvektion, Strahlung), und die Wärmekapazitäten berücksichtigt. Falls die Temperatur in einem Knoten bekannt ist, wird diese an dem zugehörigen Netzknoten im Wärmenetz vorgegeben [Schen-03]. Dieses Wärmenetz wird dann mit Hilfe des Knoten- und Maschensatzes numerisch gelöst. Für einen Knoten wird jeweils eine Leistungsbilanz erstellt [Rogl-99]:

$$P_S + P_K + P_L = P_{er} + P_{zu} + P_{sp} \quad (\text{Gl. 3.26})$$

Die Leistungen P_S , P_K , P_L , P_{er} , P_{zu} und P_{sp} ergeben sich aus Gleichungen 3.7, 3.13, 3.11, 3.1, 3.3 und 3.25.

Nach dem 1. Kirchhoffschen Satz (Knotensatz) gilt:

$$\sum_n P_n = 0 \quad (\text{Gl. 3.27})$$

Nach dem 2. Kirchhoffschen Satz (Maschensatz) erhält man:

$$\sum_n \Delta\vartheta_n = 0 \quad (\text{Gl. 3.28})$$

Damit kann man das Wärmenetz mit den Methoden der elektrischen Netzwerkanalyse berechnen [Rogl-99]. Zur Berechnung können RC-Netzwerkanalyseprogramme der Elektrotechnik, z.B. PSpice, benutzt werden.

4 Zustandsbewertung von Trennschaltern

Dieses Kapitel beschäftigt sich zunächst mit der Motivation für die Zustandbewertung von Trennschalterkontakten (Kapitel 4.1). Danach werden die Grundlagen der Kontaktalterung in Kapitel 4.2 näher erläutert, und anschließend folgt Kapitel 4.3, das über verschiedene Diagnostikmethoden zur Zustandsbewertung von Kontakten berichtet.

4.1 Gründe und Chancen

Wie in Kapitel 2.1 berichtet, werden Freileitungen oft unterhalb ihrer physikalischen Belastungsgrenze betrieben. Mit der Deregulierung des Strommarktes und der Öffnung des Strommarktes ist der Druck, diese thermischen Reserven auszunutzen, höher geworden. In Deutschland hat sich z.B. seit 1990 der Stromaustausch zwischen Deutschland und den Nachbarländern um etwa 60% erhöht. Auch die stetig ansteigende Leistung installierter Windkraftanlagen stellt zunehmend Schwierigkeiten dar.

Auf diese neuen Situationen müssen die Energieversorger schnell reagieren. Der Neubau von Freileitungen ist zwar langfristig unvermeidbar. Da die Genehmigungsverfahren und der Bau jedoch mehrere Jahre dauern, lässt sich dieser Zeitraum gut mit aussagefähigen Diagnosesystemen überbrücken.

Wenn die Übertragungskapazität der Freileitung z.B. mit Hilfe eines Monitoringverfahrens erhöht wird, muss bedacht werden, dass auch alle übrigen elektrotechnischen Anlagen und Geräte (Trennschalter, Leistungsschalter, Messwandler usw.) in den Schaltanlagen entsprechend höher belastet werden. Daher müssen ggf. auch diese mit Diagnosesystemen überwacht werden. Es ist natürlich zweckmäßig, auch ohne diese erhöhte Belastung regelmäßige Inspektionen durchzuführen. Diese Dissertation beschäftigt sich beispielhaft mit der Zustandsbewertung von Trennschaltern, welche für die Auftrennung der elektrischen Verbindungen ohne Last verantwortlich sind. Sie können einen Stromkreis öffnen oder schließen, wenn entweder ein vernachlässigbarer Strom geschaltet wird oder aber nur eine geringe Spannungsdifferenz anliegt. Außerdem müssen die Betriebsströme und die auch auftretenden Kurzschlussströme sicher geführt werden können.

Sowohl Trennschalter als auch andere elektrotechnische Anlagen und Geräte haben vorgegebene Grenztemperaturen, die während der gesamten Betriebsdauer nicht überschritten werden dürfen. Die Temperatur an den Betriebsmitteln erhöht sich durch die Erhöhung des Kontaktübergangswiderstandes. Der Widerstand wird noch, speziell bei bewegten Kontakten (Trennschalterkontakte), durch Lichtbogeneinwirkung verschlechtert. Schaltlichtbögen führen

je nach Intensität und Brenndauer zu chemischen Reaktionen des Oberflächenmaterials bis hin zu starkem Materialabtrag.

Fast alle bisherigen Diagnoseverfahren zur Zustandsbewertung von Trennschaltern oder Klemmenverbindungen bewerten direkt die Übertemperatur, obwohl nur mit dem Verbindungswiderstand die Alterung der Verbindungen eindeutig beschrieben werden kann. Aufgrund der Übertemperatur können nur stark gealterte Verbindungen erkannt werden, die hohe Temperaturen (hot spots) aufweisen. Das Ziel der Diagnoseverfahren sollte aber ein rechtzeitiges Erkennen des Zustandes der Trennschalterkontakte sein. Bisherige Methoden sind meistens sehr aufwendig, teuer oder können nur unter speziellen Bedingungen genutzt werden. Es fehlt aber immer noch ein einfaches Verfahren, um den Zustand von Trennschalterkontakten genau beurteilen zu können. Die in Kapitel 5 beschriebene FOFW-Technik ermöglicht eine direkte und passive Temperaturmessung und stellt damit potenziell eine einfache und kostengünstige Diagnostikmethode dar.

Bevor sich Kapitel 4.3 mit heutigen Diagnostikverfahren für Trennschalterkontakte beschäftigt, wird zunächst in Kapitel 4.2 näher auf die Theorie zu elektrischen Kontakten und ihrer Alterung eingegangen.

4.2 Grundlagen zum elektrischen Kontakt

Durch die stromführungsfähige Berührung zweier Bauteile entsteht ein elektrischer Kontakt. Bei Trennschaltern spricht man von sogenannten ruhenden Kontakten, die immer wieder stromlos geöffnet und geschlossen werden können. Der Zustand eines Kontaktes wird durch seinen Widerstand beschrieben.

Der Verbindungswiderstand R_V besteht aus einem idealen Widerstand (Eigenwiderstand des homogenen Körpers) R_I , dem Engewiderstand R_E und dem Fremdschichtwiderstand R_F . Da Enge- und Fremdschichtwiderstand nicht gemessen werden können, werden sie im weiteren zum Kontaktwiderstand R_K zusammengefasst (nach [Berg-96]):

$$R_V = R_I + R_E + R_F = R_I + R_K \quad (\text{Gl. 4.1})$$

Der Eigenwiderstand wird durch das verwendete Kontaktmaterial bestimmt. Für die Stromübertragung ist nur ein Teil der Gesamtfläche verantwortlich, abhängig von der Oberflächenrauheit und dem Kontaktmaterial. Diese stromführende Kontaktfläche wird als Engstelle bezeichnet, und entsprechend dazu wird der Engewiderstand eingeführt.

Die Änderung des Kontaktwiderstandes ist hauptsächlich vom Verhalten des Fremdschichtwiderstandes beeinflusst. Die Verbindungen unterliegen Alterung, und als Folge wird sich der Kontaktwiderstand vergrößern. Die Alterung ist dabei von der Konstruktion, der Montage und der Belastung abhängig. Diese kann vereinfacht nach [Pack-04] in physikalische, chemische und betriebsbedingte Effekte aufgeteilt werden.

Der Alterungsverlauf des Widerstandes durch chemische Reaktionen ist nach [Berg-96] analytisch beschreibbar, wobei man zwischen drei Phasen unterscheidet:

- Phase der Formierung: erst bildet sich an den stromführenden Engstellen eine Schutzschicht, die weitere chemische Reaktionen erschwert.
- Phase der relativen Ruhe: die Behinderung der chemischen Reaktionen in der ersten Phase bedingt, dass sich der Widerstand nur geringfügig ändert. Diese Phase kann viele Jahrzehnte dauern.
- Phase der beschleunigten Alterung: der Verbindungswiderstand R_V wird immer größer, wodurch sich auch die Verlustleistung erhöht. Dies verursacht eine Erhöhung der Temperatur an der Engstelle. Der Verbindungswiderstand erhöht sich dann sehr schnell, wodurch der Beginn der Phase der beschleunigten Alterung gekennzeichnet ist.

Chemische Effekte, verursacht durch Umwelteinflüsse wie Feuchtigkeit und Luftschadstoffe, treten meistens an den Oberflächen der Kontakte auf. Diese beeinflussen stark die Ausbreitung der Fremdschicht bzw. Korrosion und Erosion am Kontakt [Pack-04].

Als physikalische Alterungseffekte bezeichnet man die Änderungen der Kontaktkraft und der Kontaktgeometrie [Pack-04].

Auch betriebsbedingte Effekte wie z.B. der Betriebsstrom können eine beschleunigte Alterung des Kontaktes verursachen. Bei einer Erhöhung des Stromes erhöhen sich die ohmschen Verluste, die einen Anstieg der Temperatur an der Engstelle und dem restlichen Kontakt zur Folge haben. Nach dem Arrhenius-Gesetz führt dann diese erhöhte Temperatur zu einer Erhöhung der chemischen Reaktionsgeschwindigkeit [Pack-04].

4.3 Heutige Methoden

Für die Zustandsbewertung der Trennschalterkontakte können

- direkte Größen oder
- indirekte Größen

verwendet werden.

Zu den direkten Größen gehört der Kontaktwiderstand, während die Kontakttemperatur zu den indirekten Größen zählt. Der Kontaktwiderstand kann in freigeschalteten Anlagen direkt z.B. mit einem Mikroohmmeter oder über Strom-Spannungsmessungen gemessen werden. Da er sehr gering ist, muss die Messung sehr sorgfältig durchgeführt werden. Diese Messung ist in der Praxis schwer anwendbar, da eine Freischaltung oftmals nicht in Frage kommt. So kann sie meist nur während geplanter Revisionen durchgeführt werden. Daher wird heute vermehrt die berührungslose Temperaturmessung mittels einer Infrarotkamera eingesetzt, um die Kontakttemperatur zu bestimmen. Da diese bis jetzt fast die einzige praktikable Methode ist, beschäftigt sich dieses Kapitel näher mit den Problemen bei Infrarotmessungen.

Aus der Temperaturmessung mittels Infrarotkamera haben sich mehrere Verfahren entwickelt, die auf den Zustand der Verbindung schließen lassen:

a) Verbindungsdiagnose abhängig von der Temperatur (VDT) [Herr-90]

Aus der gemessenen Verbindungsübertemperatur $\Delta \vartheta_V$ und dem Belastungsstrom I wird zunächst die Übertemperatur $\Delta \vartheta_V'$ berechnet:

$$\Delta \vartheta_V' = \left(\frac{I_N}{I} \right)^2 \cdot \Delta \vartheta_V \quad (\text{Gl. 4.2})$$

I_N Bemessungsstrom in A

Tabelle 4.1: Zustandsbewertung und Empfehlung nach [Herr-90]

	Übertemperatur $\Delta \vartheta_V'$	Empfehlung	
		$I < 0,6 I_N$	$I > 0,6 I_N$
1	< 10 K	keine Maßnahme	
2	11 K - 35 K	Überprüfung, Instandsetzung bei nächster Wartung bzw. planmäßiger Instandhaltung	
3	36 K - 70 K	Überprüfung, Instandsetzung innerhalb eines Jahres	Überprüfung, Instandsetzung bei der nächsten Abschaltung - spätestens innerhalb eines Monats
4	>70 K	sofortige oder kurzfristige Überprüfung und Instandsetzung (gemessene Erwärmung und die maximal mögliche Belastung beachten!)	

Nach Gleichung 4.2 wird dann die berechnete Übertemperatur $\Delta\vartheta_V'$ mit Hilfe von **Tabelle 4.1** bewertet. Dabei sollten folgende Randbedingungen erfüllt werden:

- konstanter Belastungsstrom I über mehrere Stunden,
- Belastungsstrom I soll mindestens 50% des Bemessungsstrom I_N betragen,
- bei Regen und Nebel sollte keine Messung durchgeführt werden, und
- die Windgeschwindigkeiten sollten unter 6 m/s liegen.

b) Verbindungsdiagnose abhängig vom Widerstand (VDW) [Rogl-99]

Die Verbindungstemperatur wird mit einer Thermovisionskamera mit hinreichender Genauigkeit gemessen. Die Belastung sollte dabei mindestens 35% des Bemessungsstroms betragen, um die Temperatur des Kontakts aussagefähig bewerten zu können. Danach wird mit Hilfe der Wärmenetzmethode (siehe Kapitel 3.4) der Verbindungswiderstand bestimmt. Da die Verbindungstemperatur zur Berechnung des Kontaktwiderstandes mittels Wärmenetz nicht ausreichend ist, müssen zusätzlich auch andere Parameter wie Strombelastung und Wetterparameter bekannt sein. Aus dem errechneten Widerstand wird dann mit dem Alterungsmodell die Restnutzungsdauer abhängig von der erwarteten zukünftigen Belastung bestimmt.

In [Rogl-99] wird als Beispiel der Widerstand des Kontaktsystems und der Geräteanschlüsse eines Drehtrennschalters aus den am Strombahnrohr gemessenen Temperaturen bestimmt.

c) Diagnose nach [Muhr-06]

Diese Diagnose nutzt den Zusammenhang zwischen Kontakttemperatur, Belastungsstrom, Umgebungstemperatur und Windgeschwindigkeit. Die Übertemperatur im stationären Zustand mit Belastungsstrom wird berechnet nach:

$$\vartheta(i) = \vartheta_{\text{nominal}} \cdot i^{\alpha} \quad (\text{Gl. 4.3})$$

- $\vartheta(i)$ Übertemperatur in stationären Zustand bei Belastungsstrom in K (maximale gemessene Temperatur mit der Thermovisionskamera)
- $\vartheta_{\text{nominal}}$ Übertemperatur in stationären Zustand bei Bemessungsstrom in K (berechnete Temperatur)
- i Belastungsstrom in p.u.
- α Potenzkoeffizient (engl. power coefficient) liegt zwischen 1,5 – 1,9 abhängig von Zustand und Typ des Trennschalters

Die Gleichung 4.3 gilt nur bei Raumtemperatur und ohne Wind. Die Windgeschwindigkeit wird unter realen Bedingungen dann mit einem Windfaktor nach [Muhr-06] korrigiert.

Als Alternative zur Temperaturmessung mit einer Thermovisionskamera bietet sich die Temperaturmessung mittels passiver FOFW-Sensoren an. Diese einfache und kostengünstige Methode ist besonders zur Temperaturmessung an unter Spannung stehenden Teilen wie z.B. Trennschaltern geeignet. Die Grundinformationen und das Prinzip dieser Methode sind in Kapitel 5 beschrieben. Mehr Informationen zu dem konkreten Projekt „Zustandsbewertung von Trennschalterkontakten“ finden sich in Kapitel 8.

4.3.1 Temperaturmessung mit Infrarotkameras

Das elektromagnetische Spektrum lässt sich in mehrere Wellenlängenbereiche, die sogenannten Bänder, aufteilen. Infrarot(IR)-Kameras nutzen das Infrarotspektralband aus. Mit ihrer Hilfe lässt sich berührungslos die Oberflächentemperatur ermitteln. Kommerzielle IR-Kameras verwenden meistens den Spektralbereich von 3 µm bis 15 µm. Man unterscheidet zwischen kurzwelligen (von ca. 3 µm bis 6 µm) und langwelligen (von ca. 8 µm bis 15 µm) Kameras. Diese IR-Kameras empfangen für das menschliche Auge unsichtbare Wärmestrahlung (Infrarotlicht) eines Objektes oder Körpers und machen sie sichtbar.

Jedes Objekt mit einer Temperatur oberhalb des absoluten Nullpunkts sendet eine bestimmte Menge an Wärmestrahlung aus. Die Wärmestrahlung ist eine elektromagnetische Strahlung, die ein Körper abhängig von seiner Temperatur emittiert. Einen idealisierten Körper, der die auf ihn treffende Strahlung vollständig absorbiert (Absorptionsgrad gleich eins, $\alpha = 1$), bezeichnet man als schwarzen Körper oder schwarzen Strahler. Nach dem Kirchhoffschen Strahlungsgesetz ($\varepsilon(\lambda, T) = \alpha(\lambda, T)$) ist sein Emissionsgrad gleich eins ($\varepsilon = 1$). Den Zusammenhang zwischen der Temperatur des schwarzen Strahlers T und der von ihm emittierten elektromagnetischen Strahlung in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ beschreibt das Plancksche Gesetz: [Kuchl-95]

$$dP_\lambda = \frac{2\pi hc^2 A}{\lambda^5 \left(e^{\left(\frac{hc}{\lambda kT} \right)} - 1 \right)} d\lambda \quad (\text{Gl. 4.4})$$

dP_λ	Leistung, abgestrahlt im Wellenlängenbereich λ bis $\lambda + d\lambda$
h	Planck-Konstante (Wirkungsquantum) ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Js)
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($c = 2,998 \cdot 10^8$ m/s)
k	Boltzmann-Konstante ($k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K)
A	Fläche des Strahlers

In Gleichung 4.4 ist auch das Wiensche Verschiebungsgesetz enthalten:

$$\lambda_{\max} = \frac{h \cdot c}{4,9651 \cdot k \cdot T} \quad (\text{Gl. 4.5})$$

λ_{\max} Wellenlänge des Strahlungsmaximums

Wilhelm Wien erkannte, dass die spektrale Strahlungsdichte ein Maximum aufweist. Dieses Maximum verschiebt sich mit zunehmender Temperatur in Richtung kleinerer Wellenlängen. Das Gesetz gibt an, bei welcher Wellenlänge der schwarze Körper seine maximale Strahlungsdichte erreicht [Kuchl-95].

Als letztes sei hier das Stefan-Boltzmann Gesetz erwähnt. Dieses erhält man durch Integration des Planckschen Gesetzes über den vollen Frequenzbereich:

$$P = \sigma \cdot \varepsilon \cdot A \cdot T^4 \quad (\text{Gl. 4.6})$$

σ Stefan-Boltzmann Konstante ($\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K}^5)$)

Das Gesetz besagt, dass die Strahlungsleistung des schwarzen Körpers proportional zur vierten Potenz der Temperatur T ist [Kuchl-95].

Bis jetzt wurden nur so genannte Schwarze Strahler besprochen, welche über alle Wellenlängen einen konstanten Emissionsgrad von eins haben. Bei den meisten Versuchsobjekten ist dies aber nicht der Fall, daher spricht man von realen Strahlern. Die Abweichung des realen Strahlers vom schwarzen Strahler wird über den Emissionsgrad definiert. Er ist abhängig vom Material, der Oberflächenbeschaffenheit, der Temperatur und der Wellenlänge. Die meisten Messfehler bei Thermovisionskameras werden durch eine falsche Bestimmung des Emissionsgrades hervorgerufen. Dieser Fehler und weitere werden im Weiteren näher diskutiert.

Durch das Medium (hier: atmosphärische Luft) zwischen dem Versuchsobjekt und der IR-Kamera wird die elektromagnetische Strahlung gedämpft. Zu den größten Absorbierern der Strahlung im Infrarotbereich gehören Wasserdampf (H_2O) und Kohlendioxid (CO_2). Weiterhin spielen auch Sauerstoff (O_2) und Ozon (O_3) eine Rolle. Die dadurch verursachten Fehler können reduziert werden, wenn die relative Luftfeuchte, die Umgebungstemperatur und der Abstand zum Messobjekt gemessen werden und damit die Objekttemperatur korrigiert (üblicherweise in der Software der IR-Kamera integriert) wird.

Die IR-Kamera misst nicht nur die elektromagnetische Strahlung der Versuchsobjekte, sondern auch ungewünschte Strahlungen aus der Umgebung. Der Einfluss solcher Störstrahlungen kann durch folgende Maßnahmen minimiert werden:

- Erhöhung des Emissionsgrades der Oberfläche z.B. durch einen matt schwarzen Lack,
- Erhöhung der Temperatur des Versuchsobjekts.

Das größte Fehlerisiko birgt aber die Bestimmung des Emissionsgrades ε des Versuchsobjektes. Der Emissionsgrad kann nicht direkt gemessen werden. Daher ist man auf Tabellenwerte oder Vergleichsmessungen angewiesen. Das Problem der Tabellenwerte ist, dass der Emissionsgrad von vielen Faktoren wie Temperatur, Oberflächenrauigkeit, Alterungs- und Abnutzungszustand abhängig ist und sie daher nur eine grobe Abschätzung ermöglichen. Daher wird in der Praxis sehr oft die Vergleichsmessung benutzt. Auf der Versuchsobjektfläche wird zunächst eine Referenzfläche mit bekanntem ε geschaffen (z.B. mit einem matt schwarzen Lack). Hier wird die Temperatur dann gemessen. Diese Temperatur ist gleichzeitig die gesuchte Objekttemperatur. Dann wird ein Messpunkt in der Nähe des Referenzpunktes an dem Objekt markiert und die Temperatur an diesem Punkt gemessen. Dann wird der an der Kamera eingestellte Emissionsgrad (ε) so lange geändert, bis die vorher gemessene Temperatur abgelesen wird.

Jede IR-Kamera hat eine bestimmte geometrische Auflösung. Sie gibt an, wie klein ein Versuchsobjekt sein darf, damit die Temperatur noch richtig gemessen werden kann. Die auflösbare Höhe des Versuchsobjektes h_{real} ist von der Optik der IR-Kamera f_{Optik} , dem Blickwinkel α_d und der Entfernung d_0 zwischen Objekt und Kamera abhängig und errechnet sich nach:

$$h_{\text{real}} = d_0 \cdot f_{\text{Optik}} \cdot \alpha_d \quad (\text{Gl. 4.7})$$

Für hochwertige Infrarotoptiken liegt f_{Optik} etwa bei einem Wert von drei.

5 Grundlagen der Oberflächenwellensensortechnik

Die funkabfragbare Oberflächenwellensensortechnik beinhaltet drei Systemkomponenten: funkabfragbarer Oberflächenwellensensor, Sende-/Empfangseinheit (kurz Abfrageeinheit) und Antenne. Als erstes wird in Kapitel 5.1 beschrieben, wie eine Oberflächenwelle auf einem piezoelektrischen Kristall aufgrund des piezoelektrischen Effektes entsteht. Danach folgt das Kapitel 5.2, das sich mit dem Oberflächenwellensensor selbst beschäftigt, welcher den piezoelektrischen Effekt ausnutzt. Hier sind weiterhin das Wirkungsprinzip der Sensoren näher erklärt und verschiedene piezoelektrische Materialien und ihre wichtigsten Eigenschaften beschrieben. Das Kapitel 5.3 beschäftigt sich mit der zweiten Systemkomponente der Oberflächenwellensensortechnik, der Sende-/Empfangseinheit. Die in die vorliegenden Untersuchungen verwendete Sende-/Empfangseinheit arbeitet nach dem FMCW-Prinzip, welches hier näher erklärt wird. Es wird weiterhin erläutert, welche maximale Sendeleistung des Gerätes nach entsprechender Norm zulässig ist. Als letztes werden in Kapitel 5.4 die Grundlagen der Antennen und ihren wichtigsten Parameter wie z.B. Gewinn, Polarisierung usw. beschrieben.

5.1 Oberflächenwellen

Wird eine Spannung an die Elektroden eines piezoelektrischen Kristalls angelegt, so entstehen aufgrund des piezoelektrischen Effektes mechanische Verzerrungen im Kristallgitter. Dieser Effekt wird gezielt dazu verwendet, um akustische Oberflächenwellen auf dem Kristall zu erzeugen. Den Namen Oberflächenwelle tragen die Wellen aufgrund ihrer maximalen Eindringtiefe in den Kristall, welche etwa einer halben Wellenlänge entspricht. Mit zunehmender Eindringtiefe in das Material nehmen die Oberflächenwellen exponential ab, und ab einer Tiefe von ca. einer Wellenlänge existiert keine nennenswerte Bewegung mehr [Fink-02].

Im Jahr 1946 ist es Firestone und Frederick gelungen, Oberflächenwellen des Rayleigh-Typs (**Abbildung 5.1**) auf kristallinen Substraten zu erzeugen, und erst ab diesem Zeitpunkt wurden Oberflächenwellen für technische Anwendungen interessant. Rayleighwellen sind die am meisten verwendeten Wellen im Bereich der OFW-Technik. Mit der Erfindung des Interdigital-Wandlers (IDW) von White und Voltmer im Jahr 1965 existierte schließlich eine einfache Möglichkeit, Oberflächenwellen auf piezoelektrischen Substraten anzuregen.

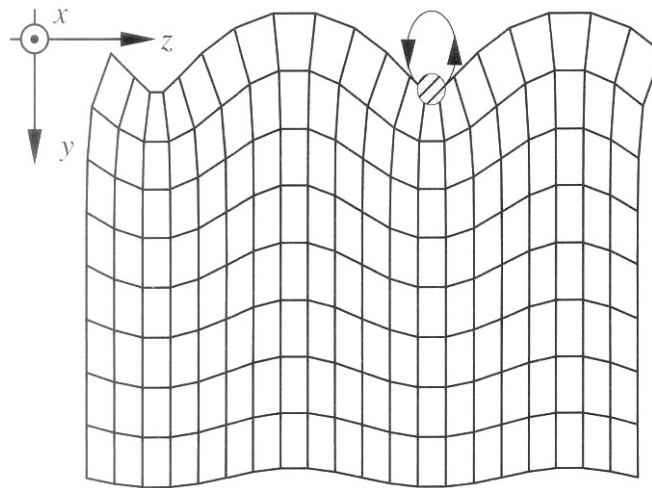


Abbildung 5.1: Oberflächenwelle des Rayleigh-Typs
(Quelle: Siemens AG, ZT KM, München)

Die IDW werden auf photolithographischem Weg (Abhebetechnik oder Ätztechnik) aufgebracht. Zu hartes Material des IDWs verursacht ungewünschte Reflexionen, während zu weiches Material eine hohe Dämpfung hat. Zur Vermeidung hoher metallischer Verluste sollte die Leitfähigkeit des Materials gut sein. Aus diesem Grund wird für den IDW häufig sehr feines Aluminium benutzt [Pohl-99].

IDW sind im Prinzip interdigitale Elektrodenstrukturen in der Form miteinander verbundener Finger. Den Abstand zwischen zwei Fingern gleicher Polarität bezeichnet man als elektrische Periode q des IDWs (**Abbildung 5.2**). Liegt an den Elektroden des Wandlers eine Wechselspannung an, so wird diese aufgrund des inversen Piezoeffekts in eine Verformung der Kristalloberfläche umgewandelt. Diese Verformung breitet sich als akustische Oberflächenwelle aus. Umgekehrt erzeugt eine einlaufende Oberflächenwelle wegen des Piezoeffekts eine elektrische Wechselspannung. Bei der Mittenfrequenz f_0 des Wandlers wird das Maximum der elektroakustischen Wechselwirkung erreicht. Die Wellenlänge λ_0 der akustischen Oberflächenwelle entspricht bei dieser Frequenz exakt der elektrischen Periode q des IDWs:

$$\frac{v}{f_0} = \lambda_0 = q \quad (\text{Gl. 5.1})$$

v Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle

Die Bandbreite B eines Wandlers wird durch seine Länge beeinflusst und beträgt:

$$B = \frac{2f_0}{N} \quad (\text{Gl. 5.2})$$

N Anzahl der Finger

Das Verhältnis zwischen elektrischer und mechanischer Leistungsdichte einer Oberflächenwelle und damit die Stärke des Piezoeffekts wird mit der piezoelektrischen Kopplungskonstante k^2 beschrieben [Fink-02].

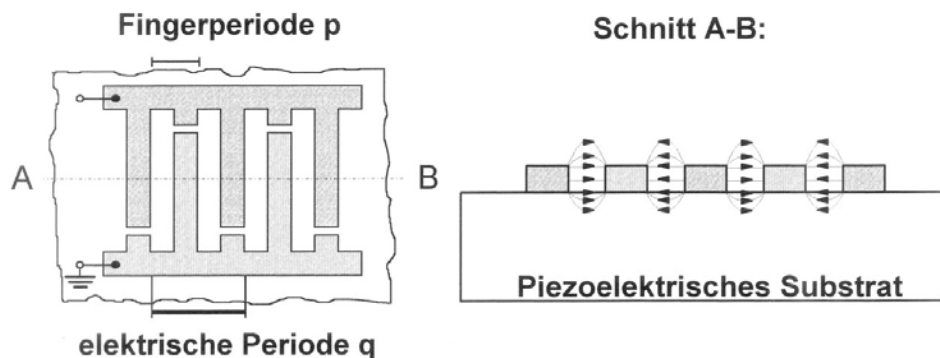


Abbildung 5.2: Darstellung eines Interdigitalwandlers
(Quelle: Siemens AG, ZT KM, München)

5.2 Oberflächenwellensensoren

Zu Anfang wurden Oberflächenwellen(OFW)-Sensoren entweder in militärischen oder in nur speziellen kommerziellen Anwendungen benutzt. In den letzten 30 Jahren erlebt diese Technologie einen starken Wachstumprozess, und OFW-Sensoren werden in vielen verschiedenen Anwendungen eingesetzt. Heute findet man sie z.B. als Filterelemente fast in jedem Fernseher oder Handy [Pohl-99].

In den letzten Jahren haben neue Entwicklungen bei der OFW-Technologie ein immenses Potential für Anwendungsmöglichkeiten auf neuen Gebieten eröffnet. Viele auf OFW-Technik basierte Systeme befinden sich schon im Einsatz und konnten sich in verschiedenen Anwendungen erfolgreich beweisen. Mittels OFW-Sensoren lassen sich physikalische Größen wie Druck, Drehmoment, Dehnung, Beschleunigung, Temperatur sowie Impedanzen messen, oder man kann sie für Identifikationszwecke nutzen. An mehreren Stellen wird darüber berichtet, wie z.B. in [Schol-98] [Schol-03] [Rein-05] [Hintr-98] [Hintr-02] [Rein-04] [Lemm-00] [Rein-01]. Sensoren sind in diesen Fällen per Funk abfragbar¹. Daher erweist es sich als zweckmäßig, im weiteren von „FOFW“- (funkabfragbaren Oberflächenwellen)-Sensoren zu

¹ Der Einsatz solcher funkabfragbarer OFW-Sensoren begann ca. in den 1990er Jahren.

sprechen, um die funkabfragbaren von den schon länger am Markt erhältlichen, galvanisch mit dem Messkreis verbundenen OFW-Sensoren zu unterscheiden.

Die besonderen Vorteile der FOFW-Sensoren bestehen darin, dass es sich um rein passive Elemente handelt. Das bedeutet, dass keinerlei Energiequelle zu ihrem Betrieb benötigt wird und der Sensor selbst völlig wartungsfrei ist. Die robuste und einfache Bauweise hält hohen thermischen und elektromagnetischen Beanspruchungen stand, weswegen die Sensoren auch in entsprechend hoch belasteten Umgebungen problemlos eingesetzt werden können. Sie arbeiten im Frequenzbereich von 30 MHz bis zu ca. 3 GHz [Pohl-00-p]. Sie sind außerdem preisgünstig und äußerst haltbar. Diese Eigenschaften prädestinieren FOFW-Sensoren ganz besonders für den Einsatz an unzugänglichen Stellen, wie bewegten oder rotierenden Teilen, in geschlossenen Hohlräumen, unter Hochspannung, im Vakuum etc.

5.2.1 Wirkungsprinzip der FOFW-Sensoren

FOFW-Sensoren bestehen aus einem piezoelektrischen Einkristall² wie z.B. Quarz oder Litiumniobat. Auf seiner Oberfläche befindet sich ein IDW, welcher mit einer Sensorantenne verbunden ist, sowie mehreren Reflektoren (siehe **Abbildung 5.3**).

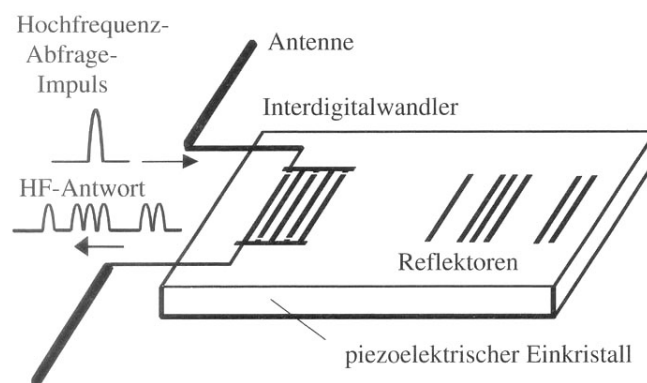


Abbildung 5.3: Funktionsschema eines FOFW-Sensors
(Quelle: Siemens AG, ZT KM, München)

In **Abbildung 5.4** sind die Komponenten eines FOFW-Systems und dessen prinzipielle Wirkungsweise dargestellt. Eine Abfrageeinheit sendet einen hochfrequenten Impuls aus. Befindet sich in dem Ansprechbereich der Abfrageeinheit ein FOFW-Sensor, so wird ein Teil der ausgestrahlten Leistung von der Sensorantenne empfangen. Diese wird in akustische Oberflächenwellen gewandelt, die sich auf der Substratoberfläche ausbreiten. Während sich die Oberflächenwelle auf dem Substrat ausbreitet, wird sie in der Phase und in ihre Amplitude

² Ein Einkristall ist ein Kristall, dessen Bausteine entweder Atome, Ionen oder Moleküle sind und die ein einheitliches, homogenes Kristallgitter bilden.

durch die Messgröße beeinflusst. An den Reflektoren wird ein kleiner Teil der Oberflächenwellen reflektiert. Aus einem einzelnen Abfrageimpuls entsteht so eine Vielzahl von Pulsen. Die reflektierten Wellen werden in HF-Impulse zurückgewandelt, wieder abgestrahlt und von der Abfrageeinheit empfangen und weiterverarbeitet. Das Antwortsignal enthält Informationen über die Anzahl und Position der Reflektoren sowie die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle.

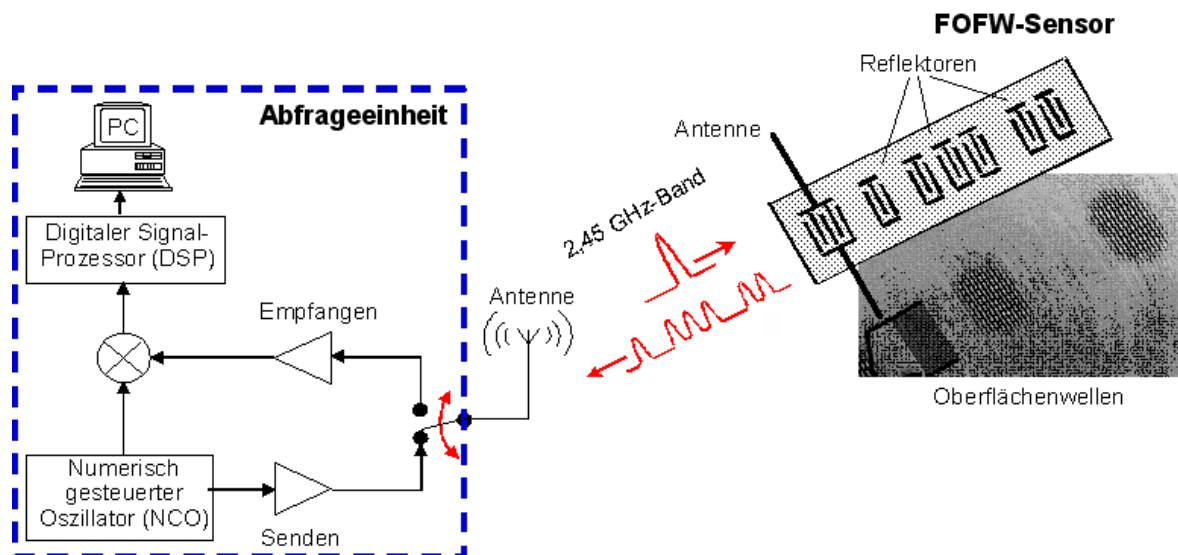


Abbildung 5.4: Wirkungsweise eines FOFW-Systems

Die akustische Oberflächenwelle an der Sensoroberfläche breitet sich mit einer Geschwindigkeit von etwa (3000...4000) m/s (abhängig vom Kristallmaterial) aus, was nur etwa 1/100 000 der Lichtgeschwindigkeit c entspricht. Aus diesem Grund antwortet der Sensor mit einer Verzögerung von einigen Mikrosekunden. In dieser Zeit sind meistens alle Störreflexionen aus der Umgebung (Echos) abgeklungen, so dass die Sensorantwort nicht gestört wird (siehe **Abbildung 5.5**). Diese Bauart der FOFW-Sensoren bezeichnet man aus diesem Grund auch als „reflektive Verzögerungsleitung“ (engl. reflective delay line) [Fink-02].

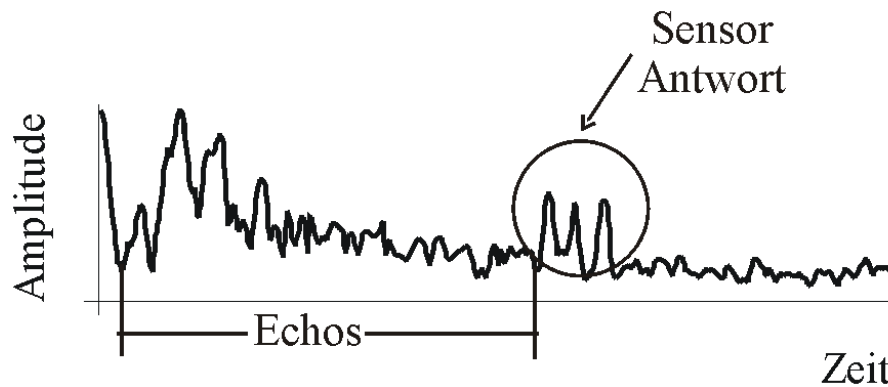


Abbildung 5.5: Störreflexionen aus der Umgebung und die Antwort des Sensors

5.2.2 Materialien und Eigenschaften der FOFW-Sensoren

Das Folgende gilt sowohl für FOFW- als auch für OFW-Sensoren.

FOFW-Sensoren lassen sich mit photolithografischen Methoden in wenigen Arbeitsschritten und mit höchster Reproduzierbarkeit herstellen. Im Vergleich mit anderen Systemen sind sie für große Stückzahlen kostengünstiger. Die FOFW-Sensoren befinden sich meistens in einem hermetisch dichten Gehäuse, das sie vor allen Umwelteinflüssen schützt [Pohl-99].

Als Kristallmaterial wird sehr häufig Quarz (SiO_2) oder Lithiumniobat (LiNbO_3) benutzt. Quarz weist eine sehr kleine piezoelektrische Kopplungskonstante k^2 und eine große Dämpfung auf. Für Quarz mit bestimmten Kristallschnitten und Ausbreitungsrichtungen ist der lineare Temperaturkoeffizient S_T^v annähernd Null. FOFW-Sensoren auf diesem Kristall sind daher besonders temperaturstabil. Für temperaturunabhängige Sensoren (z.B. für Identifikationszwecke) wird aus diesem Grund vorzugsweise Quarz verwendet. Für die Temperaturmessung ist wegen seines großen Temperaturkoeffizienten Litiumniobat besser geeignet [Pohl-99]. **Tabelle 5.1** enthält die Ausbreitungsgeschwindigkeit v , die piezoelektrische Kopplungskonstante k^2 , den Temperaturkoeffizienten S_T^v und die Dämpfung einiger wichtiger FOFW Kristalle.

Tabelle 5.1: Eigenschaften verschiedener Substratmaterialien für FOFW-Elemente

Material	Schnitt	Ausbreitungs- richtung	v (m/s)	k^2	S_T^v (ppm/°C)	Dämpfung (dB/ms)	
						433 MHz	2,45 GHz
Quarz	ST	X	3158	0,1	0	0,75	18,6
	37°rot Y	90° rot X	5092	0,1	0	-	-
LiNbO₃	Y	Z	3488	4,1	-92	0,25	5,8
	128°rot Y	X	3980	5,5	-72	0,27	5,2
LiTaO₃	36°rot Y	X	4112	6,6	-30	1,35	20,9
	X	112°rot Y	3301	0,88	-18	-	-

Eine der wichtigsten Eigenschaften der FOFW-Sensoren ist der große Temperaturbereich, in dem sie arbeiten können. Allgemein gilt, dass der niedrigste Arbeitsbereich, bei dem man die Sensoren noch anwenden kann, der Temperatur von flüssigem Stickstoff (-196 °C) entspricht [Pohl-00-h].

Bei Temperaturerhöhung muss man mit einer zusätzlichen Dämpfung von 2 dB/100 K rechnen. Der obere Temperaturbereich ist von folgenden Randbedingungen begrenzt [Pohl-00-h]:

- Für die Metallisierung (Interdigitalwandler und Reflektoren) des FOFW-Sensors wird meistens Aluminium eingesetzt. Oberhalb von 400 °C werden die Al-Strukturen beschädigt. Für höhere Temperaturen können jedoch Platinenelektroden verwendet werden.
- Die üblichen OFW-Kristalle sind nur beschränkt hochtemperaturtauglich. Bei Quarz tritt bei 573 °C ein Phasenübergang auf, Lithiumtantalat hat eine ferroelektrische Curie-Temperatur von 610 °C, und bei Lithiumniobat tritt ab 300 °C eine Entmischung auf [Rein-01]. Für Hochtemperaturanwendungen ([Mros-98] [Mros-01] [Fachb-04]) müssen neue Materialien wie Berlinite (AlPO₄), Lithiumtetraborate (Li₂B₄O₇), Langasit (La₃Ga₅SiO₁₄) und Galliumorthophosphate (GaPO₄) eingesetzt werden. Bei diesen liegt die ferroelektrische Curie-Temperatur bei ca. 1000 °C.
- Das obere Temperaturlimit wird auch durch das Gehäuse, die Kontaktierung und das Antennendesign des FOFW-Sensors begrenzt.

5.2.3 Sensoreffekt

Wirken auf den FOFW-Sensor physikalische oder chemische Größen wie z.B. Druck, Temperatur, mechanische Dehnung usw. ein, werden die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle und damit die elektrischen Eigenschaften des gesamten Bauelementes beeinflusst. Befindet sich auf der Oberfläche des Kristalls eine zusätzliche z.B. magnetostriktive oder chemosensitive Schicht, können weitere Sensitivitäten des FOFW-Sensors erzeugt oder vorhandene verstärkt werden [Pohl-99].

Mechanische Deformationen ändern die Länge der akustischen Laufstrecke (Laufzeit, Resonanzfrequenz,...), und Änderungen der Materialparameter führen zur Veränderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit, der akustischen Dämpfung, der elektroakustischen Kopplung etc. [Pohl-99].

Die Änderung der mechanischen Eigenschaften erfolgt durch:

- Dehnen,
- Stauchen,
- Biegen und
- Erwärmen (Abkühlen).

Die Materialparameteränderung erfolgt durch:

- Mechanische Deformation,
- Erwärmen (Abkühlen),
- Massenbelastung und
- Elektrische Feldstärke und Impedanz der Umgebung.

Das Reflexionsverhalten metallischer Strukturen (IDW und Reflektoren) kann durch:

- Belastung mit verschiedenen Impedanzen in Betrag und Phase

verändert werden.

Die Beeinflussungsarten kann man also voneinander trennen. Die Sensitivität S einer Größe x durch Variation von y ist definiert als [Pohl-99]:

$$S_y^x = \frac{1}{x} \cdot \frac{\partial x}{\partial y} \quad (\text{Gl. 5.3})$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v und damit auch die Mittenfrequenz f_0 und die Laufzeit τ eines FOFW-Sensors ändern sich bei den meisten Kristallen mit der Temperatur T . Die Temperaturabhängigkeit wird nun durch die spezielle Sensitivität S_T^v beschrieben:

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{v} \cdot \frac{\partial v}{\partial T} \cdot \Delta T \equiv S_T^v \cdot \Delta T \quad (\text{Gl. 5.4})$$

Die Sensitivität S_T^v findet sich für bestimmte Kristalle in der **Tabelle 5.1**.

Der Einfluss der Temperatur auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit v , Resonanz f_0 und Laufzeit τ ergibt sich daher nach [Pohl-99] wie folgt:

$$v(T) = v(T_0) \cdot [1 - S_T^v \cdot (T - T_0)] \quad (\text{Gl. 5.5})$$

$$f_0(T) = f_0(T_0) \cdot [1 - S_T^v \cdot (T - T_0)] \quad (\text{Gl. 5.6})$$

$$\tau(T) = \tau(T_0) \cdot [1 + S_T^v \cdot (T - T_0)] \quad (\text{Gl. 5.7})$$

Wenn man eine Unabhängigkeit des Abfrageabstandes zwischen dem FOFW-Sensor und der Abfrageeinheit erreichen möchte, wird nur mit den Differenzen der einzelnen Antwortsignale gearbeitet. Für die Laufzeitdifferenz $\Delta\tau_{21}$ zwischen den Reflektoren eins und zwei an den Positionen R_1 und R_2 und die Phasendifferenz $\Delta\phi_{21}$ zwischen den Reflektoren eins und zwei gilt demnach:

$$\Delta\tau_{21} = \tau_2 - \tau_1 = \frac{R_2 - R_1}{v} \quad (\text{Gl. 5.8})$$

$$\Delta\phi_{21} = \phi_2 - \phi_1 = 2\pi f_0 \cdot \tau_{21} \quad (\text{Gl. 5.9})$$

wobei f_0 die Mittenfrequenz des FOFW-Sensors ist.

Damit lässt sich Gleichung 5.7 modifizieren:

$$\Delta\tau_{21}(T) = \Delta\tau_{21}(T_0) \cdot [1 + S_T^v (T - T_0)] \quad (\text{Gl. 5.10})$$

womit die Temperatur des Sensors sich wie folgt bestimmen lässt:

$$T = \frac{\Delta\tau_{21}(T) - \Delta\tau_{21}(T_0)}{\Delta\tau_{21}(T_0) \cdot S_T^v} + T_0 \quad (\text{Gl. 5.11})$$

Da die Laufzeitdifferenz $\Delta\tau_{21}$ meistens sehr klein ist, ist die Auflösung gering. Um die Auflösung zu verbessern und eine präzisere Temperaturmessung möglich zu machen, wird zusätzlich zur Laufzeitdifferenz $\Delta\tau_{21}$ auch die lineare Phase $\Delta\phi_{21}$ herangezogen.

Die Genauigkeit kann signifikant verbessert werden, indem

$$\Delta\phi_{21}(T) = 2\pi f_0 \cdot \Delta\tau_{21}(T) \quad (\text{Gl. 5.12})$$

gesetzt wird. Mit Hilfe der Sensitivität folgt:

$$\Delta\phi_{21}(T) = \Delta\phi_{21}(T_0) \cdot [1 + S_T^v(T - T_0)] \quad (\text{Gl. 5.13})$$

Durch die Phasenauswertung (Gleichung 5.13) kann eine Genauigkeit der Temperaturmessung von $\pm 0,2$ °C erzielt werden [Rein-03].

Die Auswertung der Phasendifferenz führt jedoch zu Mehrdeutigkeiten, sobald die Phasendifferenz einen Wert von 2π übersteigt. Diese Phasensprünge um 2π zwischen zwei Phasenwertdifferenzen $\Delta\phi_{21}(T)$ und $\Delta\phi_{21}(T_0)$ treten bei unterschiedlichen Temperaturen auf. Durch diese Sprünge kann der Temperaturbereich verschoben werden. Dies bedeutet, dass die gemessene Temperatur um einen Offset³ verschoben ist.

Um dieses Problem zu vermeiden, sind mehrere Ansätze möglich, welche ausgiebig in [Rein-03] und [Stel-03] beschrieben sind.

Diese Ansätze werten oft zuerst die Laufzeit oder die Phasendifferenz zweier naher, benachbarter Reflektoren (da hier die Wahrscheinlichkeit für einen Phasensprung sehr klein ist) aus. Damit wird grob ein Temperaturbereich eingeschränkt. Anschließend wird ein größerer Abstand zwischen zwei Reflektoren gewählt, mit welchem sich – mit Hilfe der Phase – die genaue Temperatur bestimmen lässt, da der Bereich, in dem sie liegen muss, zuvor eingegrenzt wurde.

Um die Laufzeiten $\Delta\tau$ und die dazugehörige Phase $\Delta\phi$ jedoch bestimmen zu können, müssen die Frequenzen von Cosinus-Schwingungen geschätzt werden [Shre-02], da in ihnen die Informationen über den Abstand zwischen Reflektoren enthalten sind (siehe Kapitel 5.3.1).

5.3 Sende-/Empfangseinheit für FOFW-Sensoren

Für die Erzeugung eines hochfrequenten Signals (Abfragesignal) und zum Empfang des Sensorsignals von einem oder mehreren FOFW-Sensoren benötigt man eine Sende-/Empfangseinheit (kurz Abfrageeinheit). Die Abfragegeräte sind im Wesentlichen kostengünstige Radargeräte. Daher können auch alle Radarprinzipien, wie Puls, Chirp oder FMCW eingesetzt werden. Da die in diesem Projekt eingesetzte Technik nach dem FMCW-

³ Dieser Offset von $2\pi n$ ergibt sich, indem bei der Betrachtung von $\Delta\phi_{21}(T)$ und $\Delta\phi_{21}(T_0)$ die n möglichen Phasensprünge bei 2π vernachlässigt wurden.

Radarprinzip arbeitet, wird nur dieses in Kapitel 5.3.1 näher erklärt. Andere Radarprinzipie sind ausführlich z.B. in [Skol-80] beschrieben.

5.3.1 FMCW-Radar

Das klassische FMCW (frequency modulated continuous wave) Radar [GuoQ-96] ist ein Verfahren, bei welchem ein Signal $s_T(t)$ mit gleichmäßiger Frequenz (meist „sweep“ genannt) gesendet wird.

Das Sendesignal eines FMCW-Senders $s_T(t)$ mit der Amplitude A sieht wie folgt aus:

$$s_T(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{B}{T_{\text{sweep}}} t^2 + \varphi_0\right) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \alpha t^2 + \varphi_0) \quad (\text{Gl. 5.14})$$

α ist die Steigung der Frequenz mit $\alpha = \frac{B}{T_{\text{sweep}}}$, B die Messbandbreite, T_{sweep} die Sweep-Zeit,

ω_0 die Startfrequenz und φ_0 der Phasenoffset.

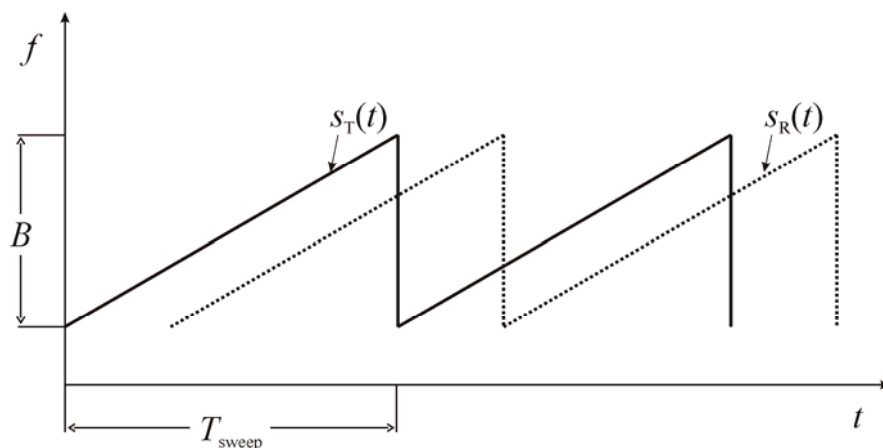


Abbildung 5.6: Grundprinzip eines FMCW-Signals

Die in **Abbildung 5.6** dargestellte Frequenzrampe wird an einem Hindernis (in unserem Fall einem Reflektor auf dem FOFW-Sensor) reflektiert.

Im Folgenden wird nur der Fall einer einzigen Reflexion (ein Reflektor auf der Sensoroberfläche) behandelt. Im Fall mehrerer Reflektoren kann das Superpositionsprinzip angewendet werden.

Das empfangene Signal $s_R(t)$ mit der gedämpften Amplitude A' ist gegenüber dem Sendesignal $s_T(t)$ um τ verzögert.

$$s_R(t) = A' \cdot \cos[2\pi f_0(t - \tau) + \alpha(t - \tau)^2 + \varphi_0] + \varpi(t) \quad (\text{Gl. 5.15})$$

$\varpi(t)$ bezeichnet das Rauschen, welches allgemein in der Literatur als weißer, gaußverteilter Prozess mit der Wahrscheinlichkeitsdichte $P(0, \sigma_\varpi^2)$ angenommen wird.

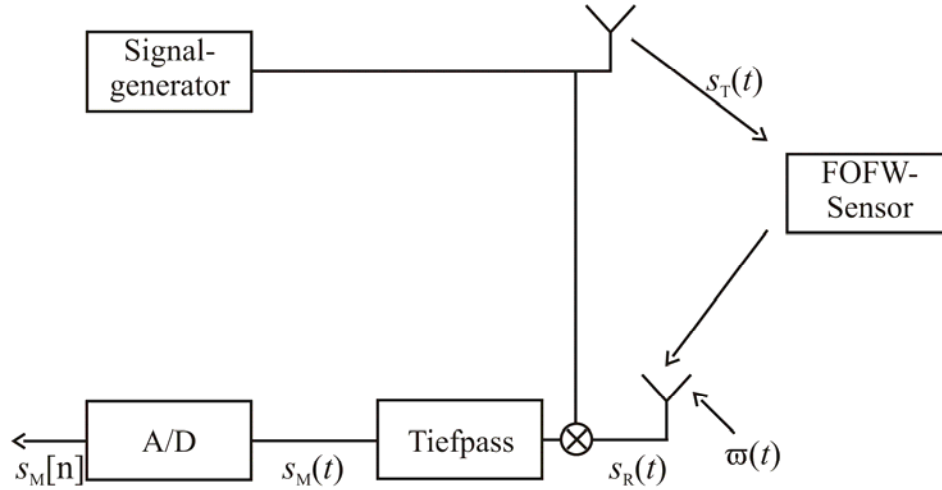


Abbildung 5.7: FMCW Funktionsweise

Im Empfänger werden nun das empfangene Signal $s_R(t)$ und das Sendesignal $s_T(t)$ gemischt zu

$$\begin{aligned} \tilde{s}_M(t) = & C \cdot \cos(\omega_0 t + \alpha t^2 + \varphi_0) \cdot \cos[\omega_0(t - \tau) + \alpha(t - \tau)^2 + \varphi_0] + \\ & + \cos(\omega_0 t + \alpha t^2 + \varphi_0) \cdot \varpi(t) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 5.16})$$

Schreibt man an dieser Stelle das Produkt der beiden Cosinusschwingungen mit Hilfe des Additionstheorems $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ um, lässt sich bereits gut erkennen, welchen Teil der Tiefpass im Anschluss filtert. Anzumerken ist, dass der Rauschterm $\cos(\omega_0 t + \alpha t^2 + \varphi_0) \cdot \varpi(t)$ zu $\varpi'(t)$ zusammengefasst wurde:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_M(t) = & \frac{C}{2} \cdot [\cos(\omega_0 \tau + 2\alpha t \tau - \alpha \tau^2) + \\ & + \cos(2\omega_0 t + 2\alpha t^2 - \omega_0 \tau - 2\alpha t \tau + \alpha \tau^2 + 2\varphi_0)] + \varpi'(t) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 5.17})$$

Nach der Tiefpassfilterung aus **Abbildung 5.7** bleibt nur noch

$$s_M(t) = \frac{C}{2} \cdot \cos(\omega_0 \tau + 2\alpha t \tau - \alpha \tau^2) + \varpi'(t) \quad (\text{Gl. 5.18})$$

als zu diskretisierendes Signal übrig.

Da $\varpi'(t)$ im Folgenden nur als zusätzlicher Term in der Summe auftaucht, wird dieser aus Übersichtgründen ignoriert.

Wird $s_M(t)$ nun zu $s_M[n]$ mit N Punkten abgetastet, so folgt mit der Normierung von $\Delta T = 1$:

$$s_M[n] = s_M(n \cdot \Delta T) = \frac{C}{2} \cdot \cos(\omega_0 \tau + 2\alpha n \tau - \alpha \tau^2) \quad (\text{Gl. 5.19})$$

Um anschließend die Laufzeitverzögerung τ aus Gleichung 5.18 extrahieren zu können, wird das Signal $s_M[n]$ mittels Fast Fourier-Transformation in den Frequenzbereich überführt. Ziel hierbei ist es, die Frequenz der Cosinusschwingung aus dem Signalanteil zu schätzen, da sich in ihr die Information über die Laufzeit τ befindet. Man sucht dann im Spektralbereich die Stelle des Maximums, allgemein als Peakstelle bezeichnet. Die Peakstellen müssen so exakt wie möglich bestimmt werden. Um die Peakstellen optimal schätzen zu können, existieren mehrere Verfahren wie z.B. Quadratic fit [Shre-02], Parabel fit [Stel-03], Golden Search [Pres-93], IWPA [Sant-00] etc.

5.3.2 Sendeleistung EIPR

Die aus der Abfrageeinheit abgestrahlte Leistung nimmt nach der Radargleichung mit der vierten Potenz der Entfernung zwischen Abfrageeinheit und FOFW-Sensoren ab. In Europa sind für die FOFW-Sensoren drei Frequenzbänder zugelassen (sogenannte ISM-Bänder) – (433,07...433,77) MHz, (868...870) MHz und (2,4...2,483) GHz. Die maximal zulässige äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIPR) beträgt z.B. für das Frequenzband (2,4...2,483) GHz je nach Zulassung höchstens $P_0 = 100$ mW (20 dBm). Diese maximale Strahlungsleistung darf auch bei Verwendung von Gewinnantennen nicht überschritten werden und ist nach [ETSI EN 300 328] in der EU standardisiert!

Eine Abfrage dauert nur wenige Mikrosekunden, und bis zu 10^5 Abfragen pro Sekunde sind möglich. Dies ermöglicht auch die Messung sehr schnell sich ändernder Messgrößen oder die Abfrage an schnell bewegten Objekten. Wenn das abgetastete Signal über viele Abfragezyklen gemittelt wird, wird sich die mögliche Abfrageentfernung deutlich erhöhen. Dies erfolgt aber auf der Kosten der Zeitauflösung [Pohl-00-p]. Die maximale Abfrageentfernung r lässt sich nach folgender Gleichung berechnen [Rein-98]:

$$r = \frac{1}{4\pi} \cdot \sqrt[4]{\frac{P_0 \cdot G_i^2 \cdot G_e^2 \cdot \lambda^4}{k \cdot T_0 \cdot B \cdot F \cdot S / N \cdot D}} \quad (\text{Gl. 5.20})$$

P_0 maximal zulässige äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIPR)
 G_i Gewinn der Abfrageantenne

G_e	Gewinn der Sensorantenne
λ	Wellenlänge ($\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2,45 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \doteq 12,2 \text{ cm}$)
k	Boltzmann-Konstante ($1,380662 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$)
T_0	absolute Temperatur in K
B	Bandbreite
F	Empfängerrauschzahl (eng. system noise figure, typisch 5 dB)
S/N	Signal- zu Rauschverhältnis (typisch 10 dB)
D	Einfügedämpfung des FOFW-Sensors (typisch 20-50 dB)

Beispielhaft wurde die maximale Abfrageentfernung r nach der Gleichung 5.20 für verschiedene Einfügedämpfungen des FOFW-Sensors berechnet (siehe **Tabelle 5.2**). Folgende Werte wurden dabei verwendet:

$$\begin{aligned}
 P_0 &= 100 \text{ mW} \\
 G_i &= 12 \text{ dB} \\
 G_e &= 6 \text{ dB} \\
 \lambda &= 12,2 \text{ cm} \\
 T_0 &= 298,15 \text{ K} \\
 B &= 20 \text{ MHz} \\
 F &= 5 \text{ dB} \\
 S/N &= 10 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Tabelle 5.2: Maximale Abfrageentfernung für verschiedene Einfügedämpfungen des FOFW-Sensors

Einfügedämpfung des Sensors D in dB	30	40	50
Maximale Abfrageentfernung r in m	10,8	6,1	3,4

5.4 Antennen - Grundlagen

Antennen sind Quellen oder Empfänger elektromagnetischer Strahlung und können je nach Frequenz verschiedene Form und Größe haben. Die Aufgabe einer Antenne im Sendefall ist die Umwandlung einer leitungsgeführten elektromagnetischen Welle in eine Welle, die sich frei im Raum ausbreitet. Der Frequenzbereich, in dem Antennen eingesetzt werden, reicht von ca. 10 kHz bis ca. 300 GHz. Im Prinzip ist jede Antenne sowohl als Sende- als auch als Empfangsantenne geeignet. Die Auswahl eines Antennentyps hängt vom speziellen Anwendungsfall ab. Wichtig für die Auswahl ist nicht nur die Strahlungseigenschaft, sondern

auch Größe, Gewicht und mechanische Stabilität spielen eine Rolle. In **Abbildung 5.8** sind als Beispiele verschiedene Antennenformen dargestellt [Wies-99].

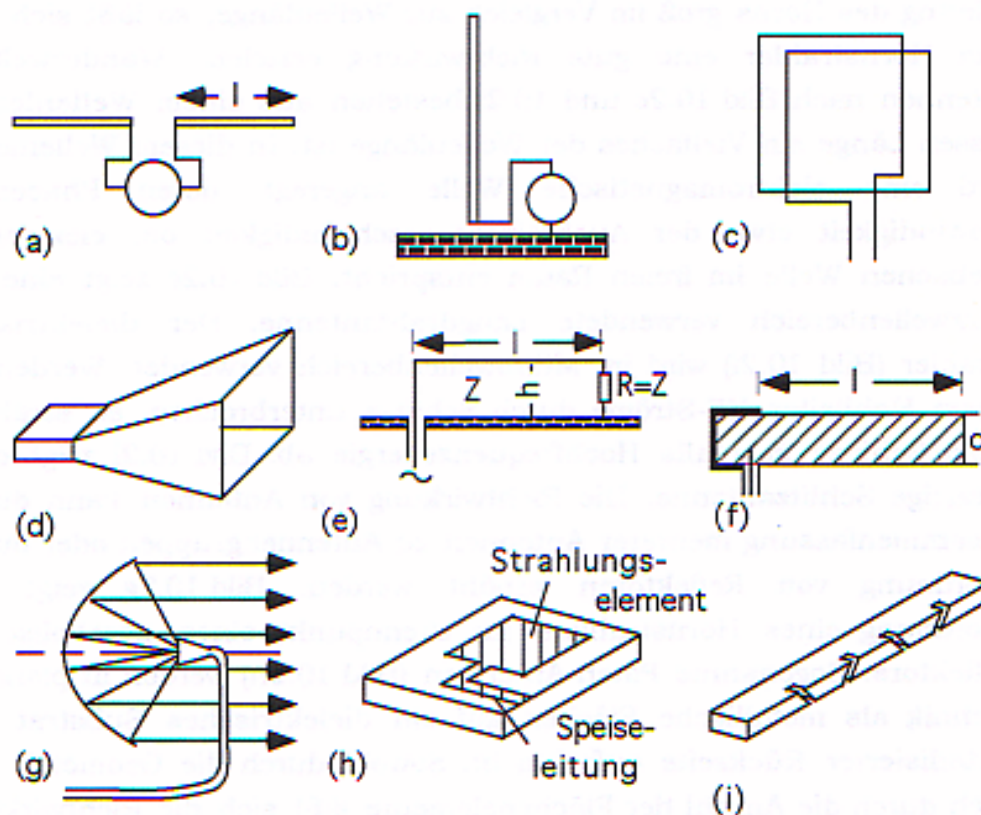


Abbildung 5.8: Verschiedene Antennenformen

a) Dipol-Antenne, b) Linearantenne, c) Rahmenantenne,
d) Hornstrahler, e) Langdrahtantenne, f) dielektrischer Strahler,
g) parabolische Reflektorantenne, h) Patch-Antenne, i) Schlitzantenne
(Quelle: [Wies-99])

Parameter der Antennen:

Im Weiteren werden die wichtigsten Parameter der Antennen wie Richtfaktor, Richtcharakteristik, Gewinn, Öffnungswinkel und Polarisation erklärt.

Ein isotroper Strahler (auch Kugelstrahler genannt) strahlt seine Energie in alle Raumrichtungen gleich ab. Solch ein idealer Strahler ist aber in der Praxis nicht realisierbar, und eine praktisch ausgeführte Antenne strahlt abhängig von der Raumrichtung (θ, ψ) ihre Energie in unterschiedliche Richtungen mit unterschiedlicher Intensität ab. Die Strahlung solch einer Antenne ist in einer bestimmten Richtung stärker, als es bei einem isotropen Strahler der Fall wäre (siehe **Abbildung 5.9**). Die realen Antennen besitzen also eine

Richtwirkung. Die Richtwirkung einer Antenne wird mit dem **Richtfaktor** D (oder auch Direktivität) beschrieben [Kark-04]:

$$D = \frac{\text{maximale Strahlungsdichte}}{\text{mittlere Strahlungsdichte}} = \frac{S_r(\theta, \psi)_{\max}}{\langle S_r(\theta, \psi) \rangle} \quad (\text{Gl. 5.21})$$

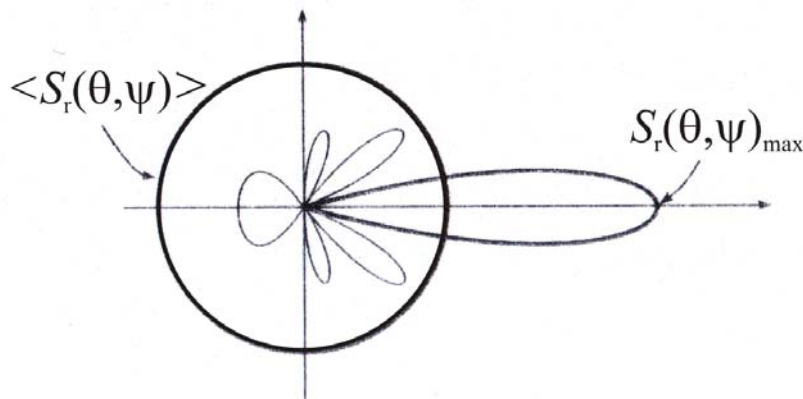


Abbildung 5.9: Verteilung der Strahlungsdichte einer realen Antenne und des Kugelstrahlers (Quelle: [Kark-04])

Dabei ist $\langle S_r(\theta, \psi) \rangle$ die mittlere Strahlungsdichte (der Betrag des Poyntingvektors) über die Oberfläche einer Hüllkugel und gleichzeitig die Strahlungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers S_{ri} :

$$\langle S_r(\theta, \psi) \rangle = S_{\text{ri}} = \frac{P_s}{4\pi r^2} \quad (\text{Gl. 5.22})$$

wobei P_s die abgestrahlte Leistung durch die Kugelfläche ist:

$$P_s = \int_A \vec{S} da = \int_A S da \quad (\text{Gl. 5.23})$$

da ist das Flächenelement auf der Kugel (siehe **Abbildung 5.10**): $da = r \sin \theta d\theta d\psi$

r Radius der Kugel

\vec{S} Poynting-Vektor

Bei einer ebenen Welle im freien Raum stehen E und H immer senkrecht aufeinander und sind in Phase. Dann gilt:

$$S = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{Z_{\text{FO}}} = \frac{1}{2} \cdot H^2 \cdot Z_{\text{FO}} \quad (\text{Gl. 5.24})$$

E elektrische Feldstärke

H magnetische Feldstärke

Z_{FO} Feldwellenwiderstand

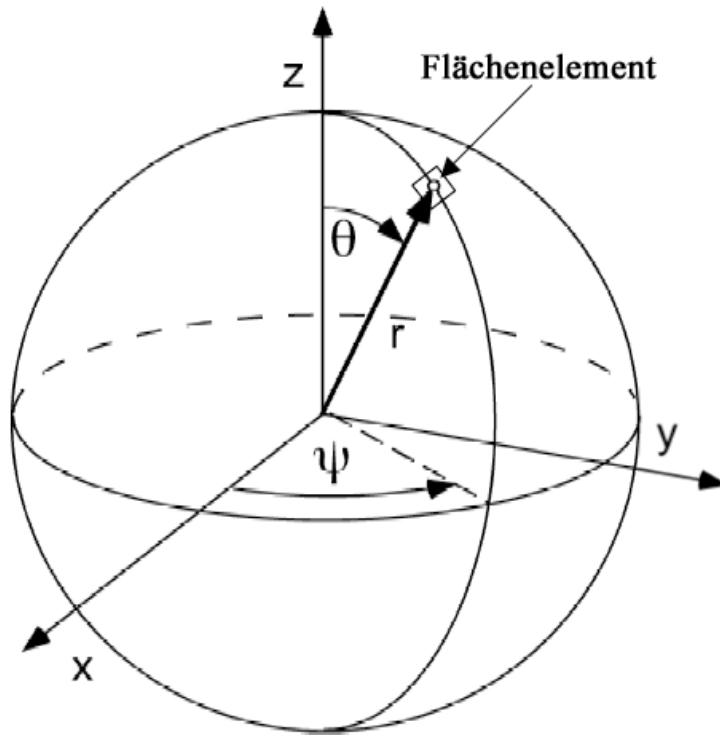


Abbildung 5.10: Kugelkoordinaten
(Quelle: [Kark-04])

Für P_s gilt:

$$P_s = r^2 \int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} S(\theta, \psi) \sin \theta d\theta d\psi = r^2 \int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{E^2}{2Z_{FO}} \sin \theta d\theta d\psi \quad (\text{Gl. 5.25})$$

$$P_s = r^2 \int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{E_{\max}^2}{2Z_{FO}} \cdot \frac{E^2}{E_{\max}^2} \sin \theta d\theta d\psi = r^2 \cdot \frac{E_{\max}^2}{2Z_{FO}} \int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{E^2}{E_{\max}^2} \sin \theta d\theta d\psi \quad (\text{Gl. 5.26})$$

$$P_s = r^2 S_{r,\max} \int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} c^2(\theta, \psi) \cdot \sin \theta d\theta d\psi \quad (\text{Gl. 5.27})$$

$c(\theta, \psi)$ bezeichnet man als die **Richtcharakteristik**. Sie gibt Information über das Abstrahl- und Empfangsverhalten in Abhängigkeit von den Raumrichtungen θ und ψ .

Die Richtcharakteristik $c(\theta, \psi)$ wird sehr oft als Richtdiagramm (**Abbildung 5.11**) dargestellt. In dem Richtdiagramm kann grafisch der **Öffnungswinkel** einer Antenne bestimmt werden. Unter dem Öffnungswinkel versteht man den Winkelbereich des Richtdiagramms, in dem noch mindestens die Hälfte der maximalen Leistung (entspricht - 3 dB) abgestrahlt wird.

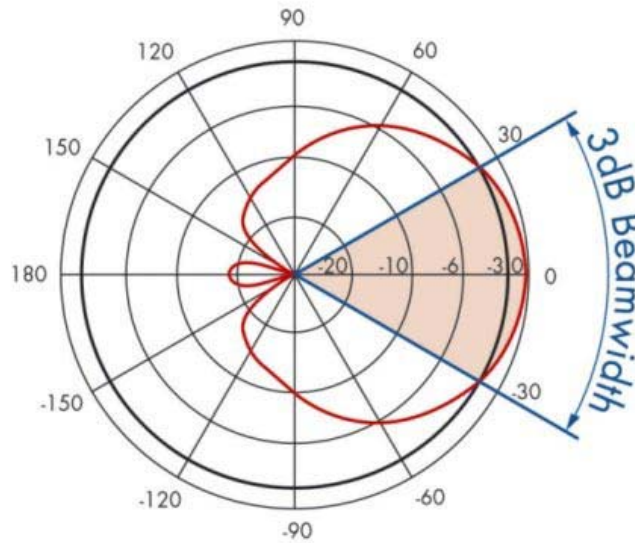


Abbildung 5.11: Richtdiagramm einer Antenne
(Quelle: Huber + Suhner)

Die Antenneneingangsleistung P_E ist aber wegen der Verluste P_v , die in der Antenne als Wärme umgesetzt werden ($P_E = P_s + P_v$) größer. Diese Verluste werden mit einem Antennenwirkungsgrad η berücksichtigt:

$$\eta = \frac{P_s}{P_E} = \frac{P_s}{P_s + P_v} \leq 1 \quad (\text{Gl. 5.28})$$

Damit kann der **Gewinn einer Antenne** definiert werden:

$$G = \eta \cdot D = \frac{P_s}{P_s + P_v} \cdot 4\pi r^2 \cdot \frac{S_r(\theta, \psi)_{\max}}{P_s} = 4\pi r^2 \cdot \frac{S_r(\theta, \psi)_{\max}}{P_E} \quad (\text{Gl. 5.29})$$

Beim Antennengewinn wird die maximale Strahlungsdichte einer Antenne mit der Strahlungsdichte eines Kugelstrahles verglichen. Für eine verlustfreie Antenne ($\eta = 1$) gilt: $G = D$.

Der Antennengewinn wird meistens im logarithmischen Maßstab angegeben:

$$G_{\text{dB}} = 10 \cdot \lg G \text{ (in dBi)} \quad (\text{Gl. 5.30})$$

Als letzter Parameter wird hier die **Polarisation** erklärt. Sie wird von der Orientierung des elektrischen Feldvektors in einem gegebenen Raumpunkt bestimmt. Man unterscheidet zwischen linearer und zirkularer Polarisation. Wenn der Endpunkt des elektrischen Vektors in einer Ebene schwingt, spricht man von **linearer Polarisation** (siehe **Abbildung 5.12**). Sind

die Amplituden beider E -Vektoren gleich und stehen senkrecht aufeinander dann spricht man von **zirkularer Polarisation** (siehe **Abbildung 5.13**).

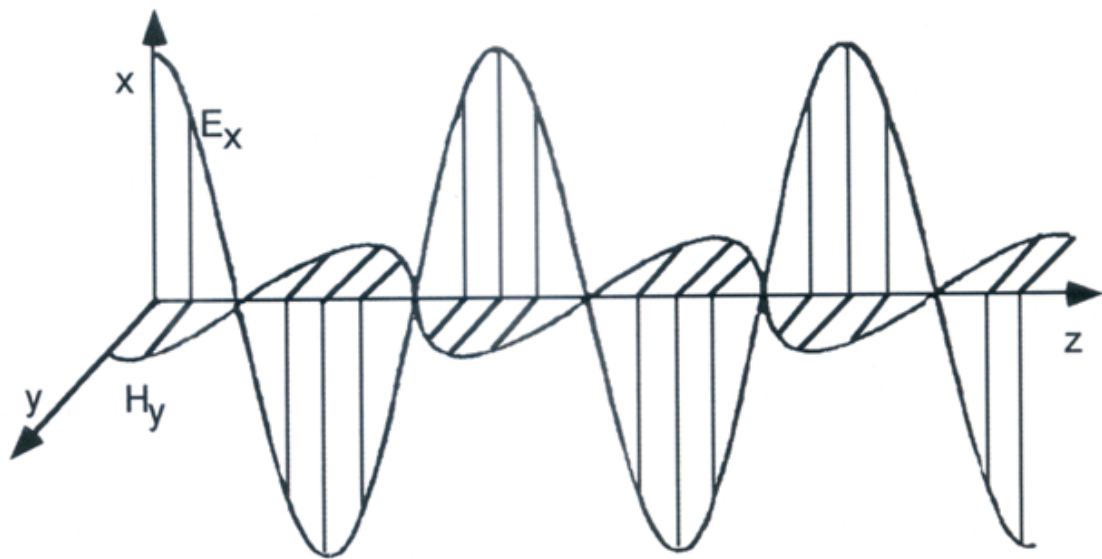


Abbildung 5.12: Momentaufnahme einer ebenen, linear polarisierten Welle
(Quelle: [Kark-04])

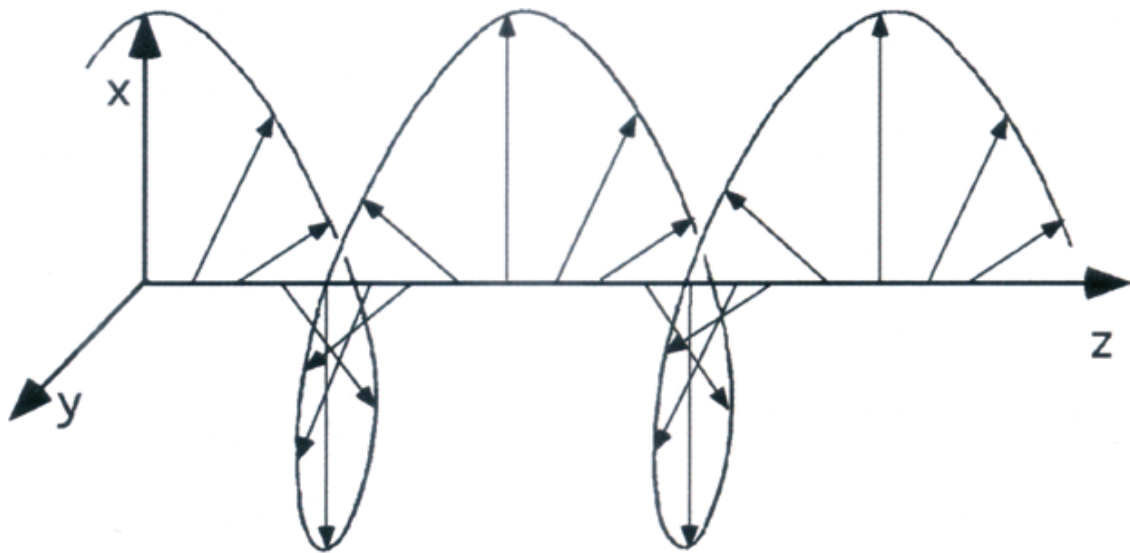


Abbildung 5.13: Momentaufnahme einer zirkular polarisierten Welle
(Quelle: [Kark-04])

6 Verwendete FOFW-Technik

Die verwendete funkabfragbare Oberflächenwellensensortechnik besteht aus drei Systemkomponenten: funkabfragbarer Oberflächenwellensensor, Sende-/Empfangseinheit und Antenne. Als erstes werden in Kapitel 6.1 die technischen Parameter der verwendeten Abfrageeinheit vorgestellt. In Kapitel 6.2 werden die verwendeten FOFW-Sensoren näher beschrieben, und als letztes werden in Kapitel 6.3 drei verschiedene Typen von Abfrageantennen dargestellt.

Die in dieser Arbeit benutzte FOFW-Technik wurde in den Forschungslaboratorien von Siemens (Siemens CT, München Perlach) als Prototyp zur Temperaturmessung an MO-Überspannungsableitern ([Hinr-98] [Hinr-02]) entwickelt. Durch die freundliche Unterstützung von Siemens (PTD H5) standen vier dieser Abfragegeräte und eine Vielzahl von FOFW-Sensoren für das Projekt zur Verfügung. Alle Untersuchungen sowohl im Labor als auch in Feldversuchen wurden mit diesen Komponenten durchgeführt. Diese Technik ist zwar für die Temperaturmessungen angepasst, leider jedoch am Markt in dieser Form nicht erhältlich.

6.1 Sende-/Empfangseinheit

Die Abfrageeinheit ist in **Abbildung 6.1** und als vereinfachtes Blockschaltbild in **Abbildung 6.2** dargestellt. Sie besteht aus einem HF-Frontend, Schaltnetzteilen und einem DSP-Bord. In dem DSP-Bord wird die Temperatur direkt ausgewertet und über einen Signalausgang zum PC übertragen. Für die Aussendung und den Empfang des hochfrequenten Signals können maximal drei Sende-/Empfangs-Antennen verwendet werden, da die Abfrageeinheit über drei Antennenanschlüsse verfügt. Mit jeder Antenne können fünf verschiedene FOFW-Sensoren abgefragt werden (siehe Kapitel 6.2). Weiterhin sind ein Eingang für die Stromversorgung und ein Signalausgang vorhanden. Bei 12 V DC hat die Abfrageeinheit eine Leistungsaufnahme von 6 W, was mit einem Betriebsstrom von 0,5 A gleichzusetzen ist. Das Signalkabel ist direkt mit einem PC entweder über RS-232 oder RS-422 verbunden.

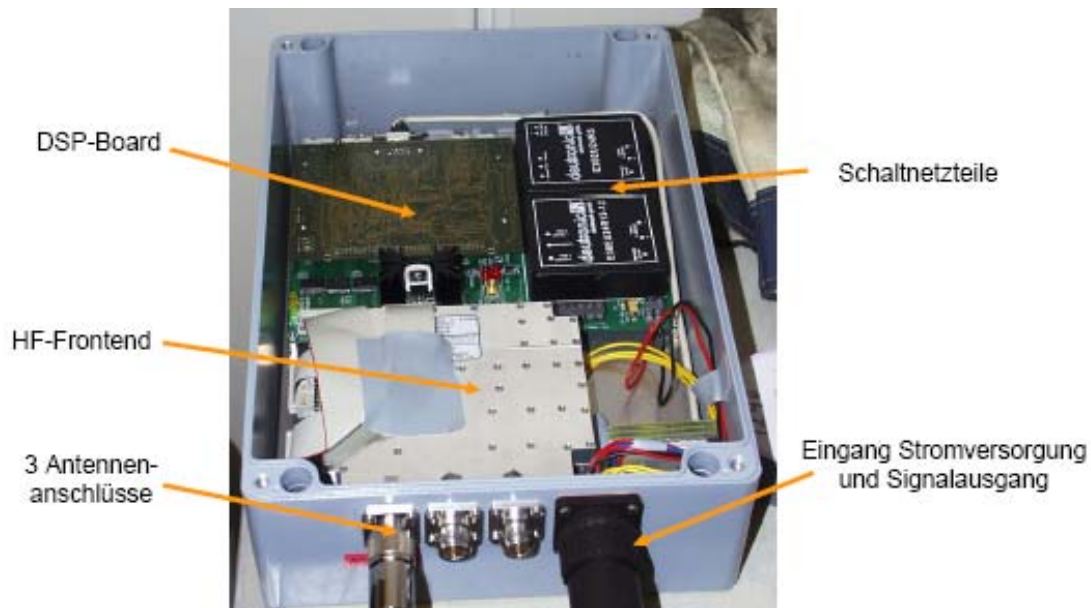


Abbildung 6.1: Abfragegerät der Firma Siemens

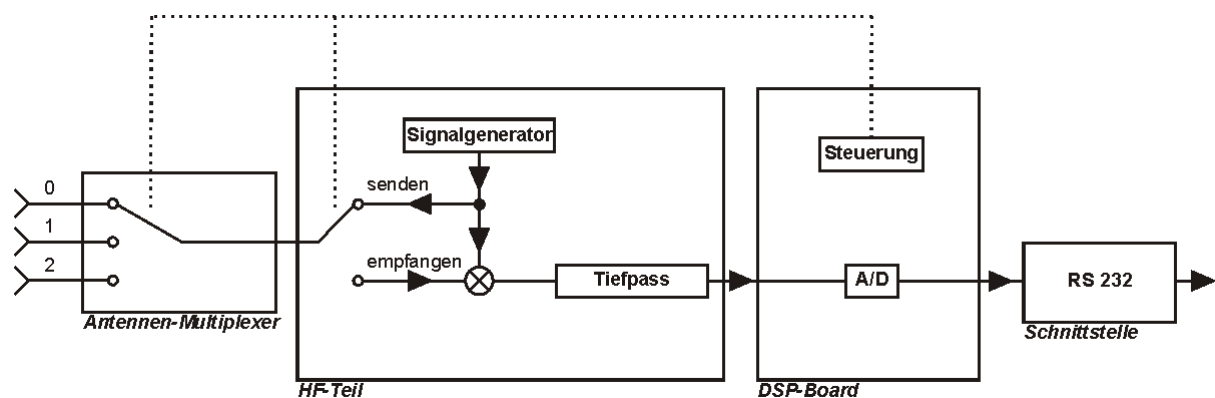


Abbildung 6.2: Vereinfachtes Blockschaltbild - Abfragegerät der Firma Siemens

Da die Abfrageeinheit drei Antennenanschlüsse hat, wiederholt sich obiger Datensatz dreimal. Zunächst beginnt er mit 0 (im Datensatz fett gedruckt), was bedeutet, dass es sich um die Daten des ersten Antenneanschlusses handelt. Dann kommt ein weiterer Datensatz, der mit 1 beginnt (zweiter Antenneanschluss) und dann der Letzte welcher mit 2 (dritter Antenneanschluss) beginnt. Die fünf darauffolgenden Floats (im obigen Beispiel jeweils 999.90) zeigen die Temperaturen von fünf verschiedenen FOFW-Sensoren. Der Wert 999.90 bedeutet, dass die Temperatur ungültig ist. Danach folgen 200 Werte, die durch Kommata getrennt sind und die das eigentliche Signal der FOFW-Sensoren darstellen (siehe **Abbildung 6.8**). Die Zusammensetzung ist **Tabelle 6.1** zu entnehmen.

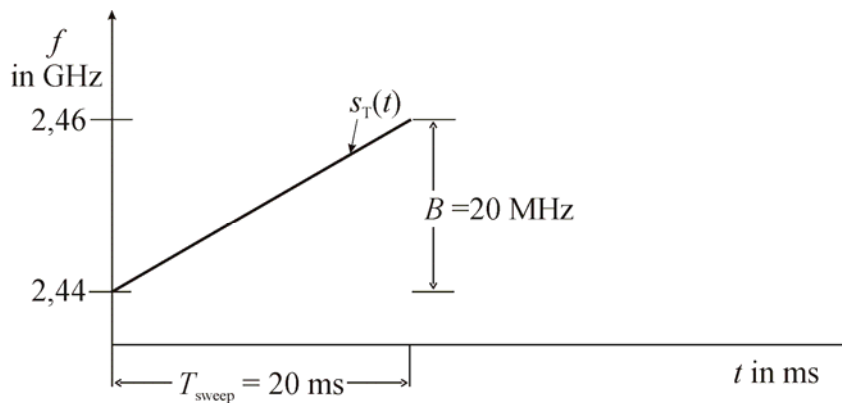
Tabelle 6.1: Zusammensetzung des Protokollformats

Wert	Bereich	Bedeutung
1	0-2	0: Antennenanschluss 1 1: Antennenanschluss 2 2: Antennenanschluss 3
2-6	Float (2 Nachkommastellen)	Temperatur der 5 Sensoren (999.90: Temperatur ungültig)
7-207	0-999	Zeitvektor Empfangssignal (Punktabstand 25 ns)

Die einzelnen Datensätze nehmen ca. 500 Bytes an Speicherbelegung in Anspruch⁴.

Die Abfrageeinheit arbeitet nach dem Prinzip des FMCW-Radars (siehe Kapitel 5.3.1). Es wird ein Signal mit gleichmäßig steigender Frequenz von 2,44 GHz bis 2,46 GHz (siehe **Abbildung 6.3**) gesendet. Die Sendefrequenz steigt in einem Zeitintervall T_{sweep} von 20 ms an. Die Messbandbreite B beträgt 20 MHz. Die Steigung der Frequenz ist wie folgt:

$$\alpha = \frac{B}{T_{\text{sweep}}} = \frac{20 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{20 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = 1 \frac{\text{kHz}}{\mu\text{s}}.$$

**Abbildung 6.3:** FMCW-Sendeimpuls

Die Sendeleistung der Abfrageeinheit beträgt 50 mW (17dBm).

Die Antennenanschlüsse der Abfrageeinheit (**Abbildung 6.1**) können bei Feldversuchen im Hochspannungsnetz durch elektrisch eingekoppelte Überspannungen beschädigt werden. Aus

⁴ Dieser Wert bezieht sich jeweils auf eine angeschlossene Antenne und die fünf damit abgefragten Temperaturen.

diesem Grund ist es erforderlich, die Antennenanschlüsse mit einem Überspannungsschutz zu schützen. Dafür wurde ein Zwischenstecker (**Abbildung 6.5**) der Firma Huber+Suhner verwendet, der eine parallel geschaltete, als extremer Bandpass für die Nutzfrequenz wirkende $\lambda/4$ -Stichleitung enthält. Überspannungen werden dadurch theoretisch auf Werte von wenigen Volt begrenzt.

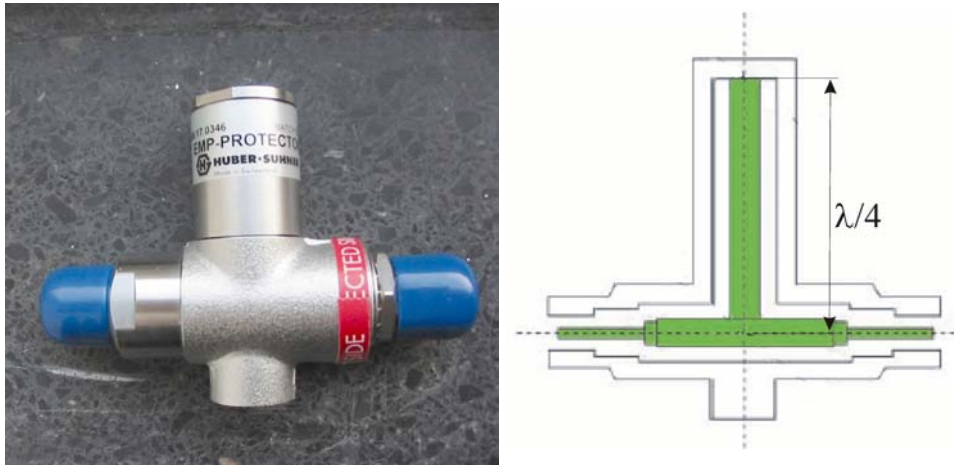


Abbildung 6.4: Überspannungsschutz der Firma Huber und Suhner
(Quelle: Huber und Suhner)

6.2 FOFW-Sensoren

Hersteller der FOFW-Sensoren (siehe **Abbildung 6.5**) ist die Firma Siemens/EPCOS. Die Sensoren wurden bei Siemens CT (München Perlach) entwickelt und in Labormaßstab gefertigt. Nach Übernahme der Abteilung durch EPCOS wurden noch einmal einige hundert Stück angefertigt. Danach wurde die Fertigung endgültig eingestellt. Als piezoelektrisches Kristall wurde Litiumniobat (LiNbO_3) verwendet. Dieses Material besitzt einen großen Temperaturkoeffizienten und eine niedrige Einfügedämpfung (siehe **Tabelle 5.1**), was besonders für die Temperaturmessung vorteilhaft ist. Auf jedem Sensorchip befinden sich drei Reflektoren. Dies hat zur Folge, dass auch das Antwortsignal aus einer Abfolge dreier Einzelantworten besteht, wie es in **Abbildung 6.6** zu sehen ist. Die drei Reflektoren haben immer den gleichen relativen Abstand zueinander. Die Laufzeit zwischen zwei Reflektoren beträgt ca. 160 ns bis 180 ns.

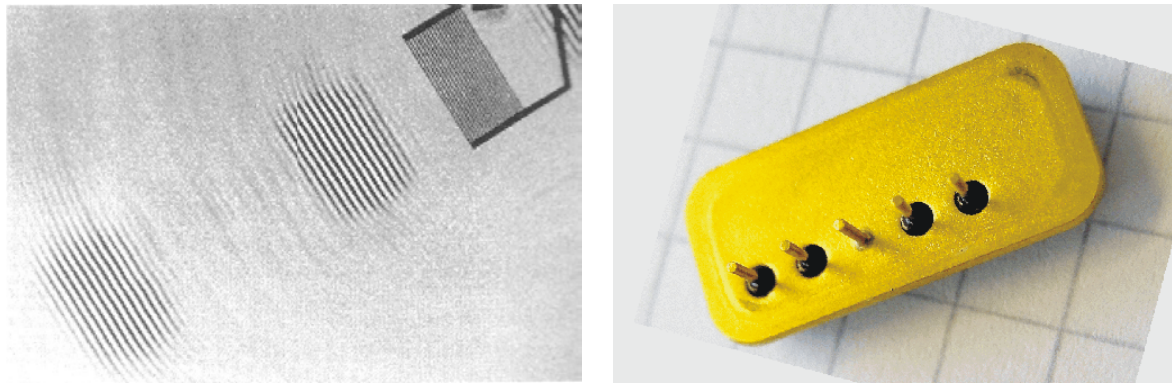


Abbildung 6.5: links – Foto des IDWs ohne Gehäuse (Mikroskopaufnahme), rechts - FOFW-Sensorchip (ohne Antenne) - Abmessungen ca. 1,5 x 0,5 x 0,3 cm

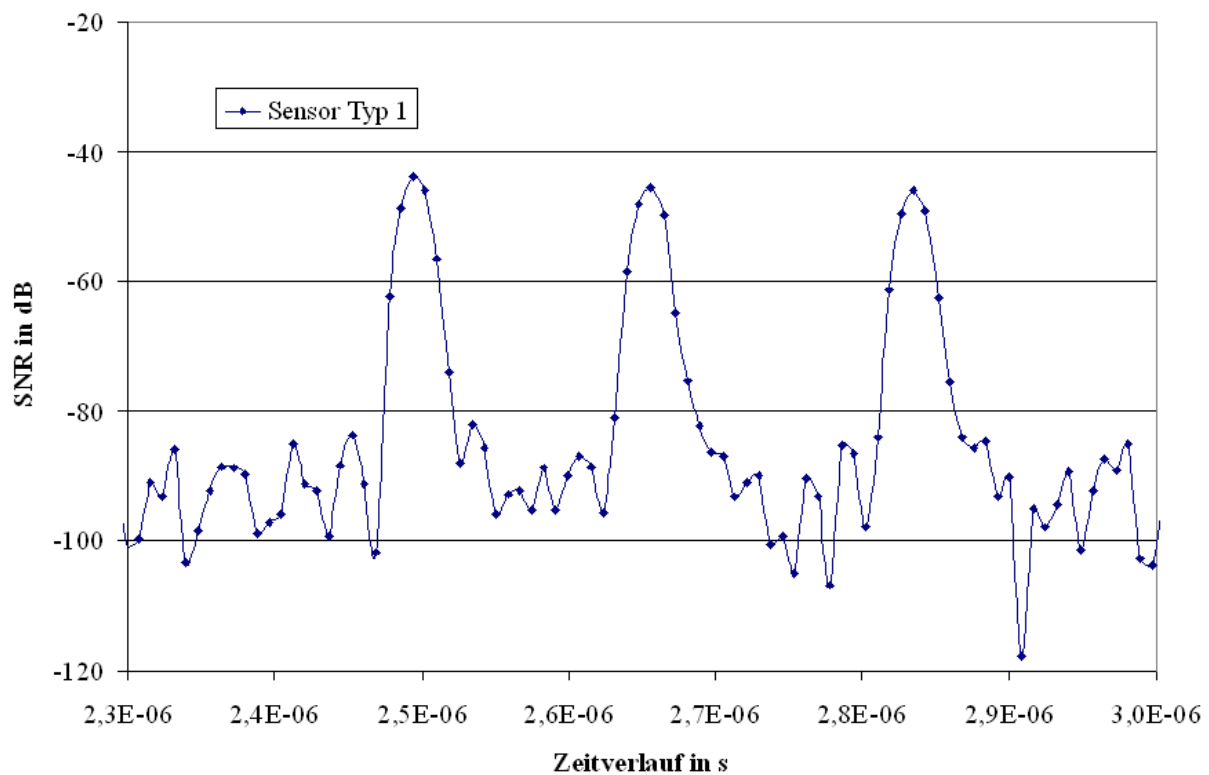


Abbildung 6.6: Zeitantwort eines FOFW-Sensors⁵ (Typ 1)

Bei dem verwendeten System kommen fünf verschiedenen Sensortypen zum Einsatz (Typ 1 – Typ 5) – die Unterschiede ergeben sich aus den verschiedenen Positionen der Reflektoren (Antwortzeitverzögerung), dargestellt in **Abbildung 6.7** und **Abbildung 6.8**. Der Sensortyp 1 antwortet als erster nach ca. 2,5 μ s (seine Reflektoren liegen dem IDW am nächsten) und der Sensortyp 5 als letzter nach ca. 4,5 μ s.

⁵ Abbildung: Gemessen am Institut für HF-Technik der TU-Darmstadt. Zur Messung wurde der Spektrumanalyser 85106A von HP verwendet. Gemessen wurden immer 821 Punkte in einem Frequenzfenster von 2,4 GHz bis 2,5 GHz. Der Sensor war direkt mittels eines Kabels an den Spektrumanalyser angeschlossen.

Weitere Spezifikationen der FOFW-Sensoren:

- Größe: ca. 1,5 x 0,5 x 0,3 cm
- Temperaturmessbereich: von -50 °C bis +200 °C
- Messunsicherheit: $\pm 0,5$ °C
- Einfügedämpfung: ca. 30 dB (Typ 1) – 50 dB (Typ 5) (je nach Sensortyp)
- Wellenlänge der OFW bei einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von 3500 m/s:

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} = \frac{3500 \text{ m/s}}{2,45 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \approx 1,4 \text{ } \mu\text{m}$$

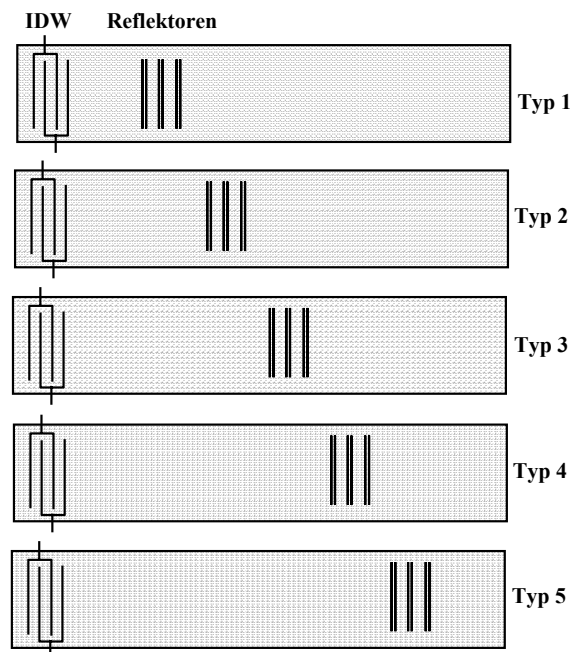


Abbildung 6.7: Schematische Darstellung der Reflektorpositionen für verschiedene Sensortypen

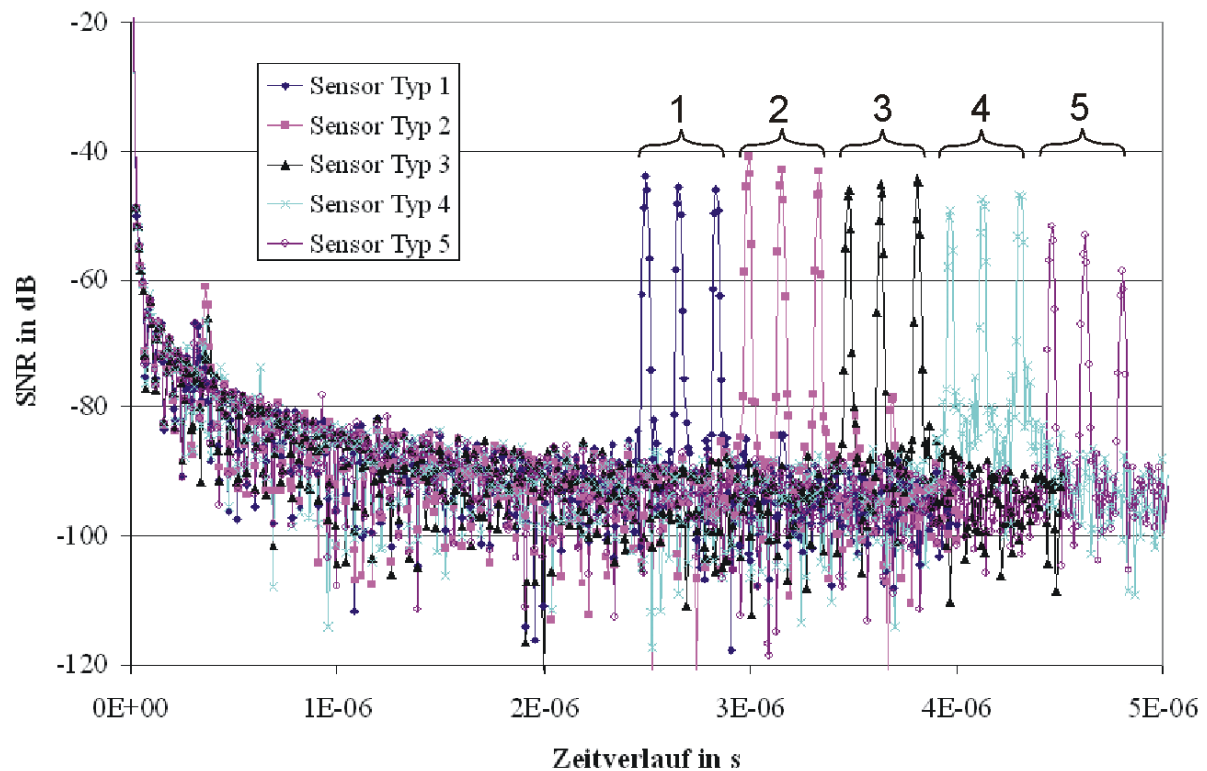


Abbildung 6.8: Zeitantwort aller fünf FOFW-Sensortypen⁶

6.3 Abfrageantenne

Als Abfrageantennen wurden drei verschiedene Antennentypen der Firma Huber und Suhner verwendet. Es handelt sich um 2,45 GHz Standardantennen (Planarantennen).

SPA 2400/27/17/0/V

Elektrische Eigenschaften		Mechanische Eigenschaften	
Frequenz	2,3-2,5 GHz	Abmessung	340x275x20 mm
Impedanz	50 Ω	Gewicht	1 kg
Polarisation	linear, vertikal	Arbeitstemperaturbereich	-40 °C - +80 °C
Gewinn	16,5 dBi	Windbelastung	135 N bei 160 km/h
Öffnungswinkel horizontal	27°		
Öffnungswinkel vertikal	25°		

⁶ Abbildung: Gemessen am Institut für HF-Technik der TU-Darmstadt. Zur Messung wurde der Spektrumanalyser 85106A von HP verwendet. Gemessen wurden immer 821 Punkte in einem Frequenzfenster von 2,4 GHz bis 2,5 GHz.

SPA 2400/27/17/0/CP

Elektrische Eigenschaften		Mechanische Eigenschaften	
Frequenz	2,3-2,5 GHz	Abmessung	340x275x20 mm
Impedanz	50 Ω	Gewicht	1 kg
Polarisation	zirkular	Arbeitstemperaturbereich	-40 °C - +80 °C
Gewinn	16,5 dBi	Windbelastung	135 N bei 160 km/h
Öffnungswinkel horizontal	27°		
Öffnungswinkel vertikal	25°		

SPA 2400/45/12/0/V

Elektrische Eigenschaften		Mechanische Eigenschaften	
Frequenz	2,3-2,5 GHz	Abmessung	200x200x43 mm
Impedanz	50 Ω	Gewicht	0,65 kg
Polarisation	linear, vertikal	Arbeitstemperaturbereich	-40 °C - +80 °C
Gewinn	11,5 dBi	Windbelastung	57 N bei 160 km/h
Öffnungswinkel horizontal	45°		
Öffnungswinkel vertikal	50°		

Abbildung 6.9 zeigt das Gesamtsystem aus Abfrageeinheit, Abfrageantenne und FOFW-Leiterseiltempertarusensor.

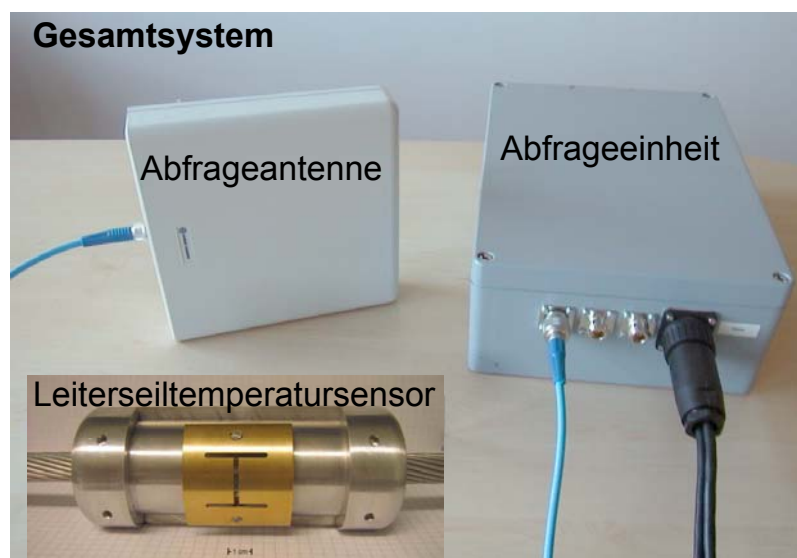


Abbildung 6.9: Foto des Gesamtsystems aus Abfrageeinheit, Abfrageantenne und FOFW-Leiterseiltempertarusensor

7 Leiterseiltemperaturmessung mittels FOFW-Technik

Dieses Kapitel befasst sich mit Leiterseiltemperaturmessung mittels FOFW-Technik. Diese besteht aus einem passiven FOFW-Sensor, einer Abfrageeinheit und einer Abfrageantenne. Bei der Auswahl der FOFW-Sensorposition (Kapitel 7.1) an einem Leiterseil müssen einige Bedingungen berücksichtigt werden: die begrenzte Abfragedistanz der FOFW-Technik, Bewegungen der Leiterseile und Abstände zu Wärmesenken wie z.B. Seilklemmen. Damit die Übertragungskapazitäten von Freileitungen besser ausgenutzt werden kann, ist eine Online-Temperaturmessung erforderlich. Zu berücksichtigen ist weiterhin, dass im Bereich der anvisierten Messstelle oftmals keine Möglichkeiten zur Anbindung an das Energie-, und Kommunikationsnetz gegeben sind (Beispiel: Freileitungsmast in einem Waldgebiet). Wie die Energieversorgung realisiert werden kann und wie man die Daten von der Messstelle z.B. zu einem Kontrollgebäude übertragen kann, ist in Kapitel 7.2 und 7.3 erläutert.

Der FOFW-Sensor besteht aus einem FOFW-Sensorchip, einem Gehäuse und einer Sensorantenne. Jeder FOFW-Sensor verursacht eine Leiterseiltemperaturverfälschung, die vom Design des Sensors, den Wetterbedingungen und dem Strom abhängig ist. Als erstes wurde ein HF-technisch und dielektrisch optimierter Sensor entwickelt (Kapitel 7.4). Bevor erste Feldversuche gestartet werden konnten, wurde er im Labor dielektrisch und thermisch untersucht. Zur Untersuchung der thermischen Eigenschaften des FOFW-Sensors unter Wind- und Sonneneinfluss wurden Simulationen mit den Programmen Capture und PSpice (mit der Zusatzbibliothek „Wärmenetz“) durchgeführt. Bei diesen Untersuchungen stellte sich heraus, dass das Sensorsystem noch thermisch optimiert werden muss. Grundsätzlich bieten sich dazu zwei Möglichkeiten an. Man kann entweder das Gehäuse so umgestalten, dass es praktisch keinen Einfluss auf die Leiterseiltemperatur hat (Kapitel 7.5), oder man kann die verfälschte Temperatur mit einer Korrekturrechnung korrigieren (Kapitel 7.7). Bevor man sich aber mit der Korrekturrechnung beschäftigt, werden zunächst in Kapitel 7.6 die Einflussgrößen, die am Leiterseil wirken, mit Hilfe statistischer Versuchsplanung genauer untersucht. In Kapitel 7.8 werden dann zwei komplette Installationen (Online-Leiterseiltemperaturmessung) vorgestellt. Kapitel 7.9 gibt eine Zusammenfassung der behandelten Aspekte.

7.1 Position des FOFW-Sensors

Bei der Auswahl der FOFW-Sensorposition muss folgendes berücksichtigt werden:

- begrenzte Abfragedistanz der FOFW-Technik durch die maximal zugelassene Sendeleistung (EIPR),

- Bewegungen des Leiterseils (in Richtung des Seiles und senkrecht zur Richtung des Seiles),
- Mindestabstände zu Wärmesenken wie z.B. Seilklemmen und
- Temperaturmessung an kritischen Stellen.

Im Weiteren werden diese vier Punkte näher erläutert und diskutiert.

Die FOFW-Sensortechnik hat leider auch ihre Begrenzungen. Hier ist vor allem die Abfragedistanz (Abstand zwischen der Abfrageantenne und dem FOFW-Sensor), die durch die zugelassene Sendeleistung (Kapitel 5.3.2) auf maximal ca. (10...15) m beschränkt ist, zu nennen. Daher müssen die FOFW-Sensoren entweder in der Nähe des Mastes oder an Stellen, an denen ein niedriger Abstand zum Boden vorhanden ist, montiert werden. Die Abfrageantenne wird dann entsprechend dazu entweder am Mast oder in Bodennähe befestigt. Die Lösung, die Abfrageantenne mit der Abfrageeinheit in Bodennähe zu montieren, ist in der Praxis schwer realisierbar (Vandalismus, Gefahr von Diebstahl) oder beschränkt sich auf eine Temperaturmessung innerhalb von Schaltanlagen, wo die Technik entsprechend geschützt ist. Für Offline- oder kurzzeitige Messungen sind mobile Abfragesysteme geeignet. Für eine Online-Leiterseiltemperaturmessung ist die Variante mit einer Montage der Abfrageeinheit am Mast geeigneter.

Abhängig vom Masttyp und der Gestaltung der Isolatorenkette bewegt sich das Leiterseil mehr oder weniger. Man unterscheidet zwischen Abspannmasten und Tragmasten (nur grobe Unterteilung, genauere Unterteilung siehe [Fisch-89]). Tragmaste (**Abbildung 7.1** rechts) werden bei geraden Strecken benutzt, und die Leiterseile hängen in sogenannten Tragketten. Die Abspannmasten (**Abbildung 7.1** links) dagegen werden in Winkelpunkten verwendet, wo sie die resultierenden Leiterzugkräfte aufnehmen [Fisch-89]. Sie werden jedoch auch bei gerader Leitungsführung hin und wieder benötigt, da die Abspannkräfte sonst nicht beherrscht werden können. Die Leiterseile hängen dabei in Abspannketten. Die Leiterseile an den Abspannketten bewegen sich weniger, daher bieten sie die stabilste Position für den FOFW-Sensor. Der Ausschwingwinkel für Winkeltragmaste im Ruhezustand lässt sich nach [Fisch-89] wie folgt berechnen:

$$\varphi_{\text{wR}} = \arctan \frac{2 \cdot A \cdot \sigma_{\text{R}} \cdot \sin \beta / 2}{a_{\text{g}} \cdot m \cdot g} \quad (\text{Gl. 7.1})$$

A	Leiterseilquerschnitt in mm^2
σ_{R}	Leiterzugspannung in N/m^2
β	Abweichung der Leitungsrichtungen in $^\circ$

a_g	Gewichtsspannweite in m
m	Gewicht des Leiterseils in kg/m
g	Erdbeschleunigung $9,807 \text{ m/s}^2$

Der Ausschwingwinkel bei Windlast folgt aus: [Fisch-89]

$$\varphi_{wW} = \arctan \frac{a_w \cdot d \cdot q + 2 \cdot A \cdot \sigma_w \cdot \sin \beta / 2}{a_g \cdot m \cdot g} \quad (\text{Gl. 7.2})$$

a_w	Spannweite in m
q	Aerodynamischer Staudruck in N/m^2
σ_w	Leiterzugspannung unter Windbelastung

Die Leiterseilbewegungen an den Tragmasten können größer sein. Der Ausschwingwinkel für Tragmaste kann nach [Fisch-89] berechnet werden:

$$\varphi_{wT} = \arctan \frac{a \cdot d \cdot q}{a_{gmin} \cdot m \cdot g} \quad (\text{Gl. 7.3})$$

a	Spannweite in m (typisch 250 m – 400 m)
a_{gmin}	Gewichtsspannweite in m, berücksichtigt die Abminderung der Belastung infolge von Höhenunterschieden zwischen Masten



Abbildung 7.1: links – Abspannmast; rechts - Tragmast

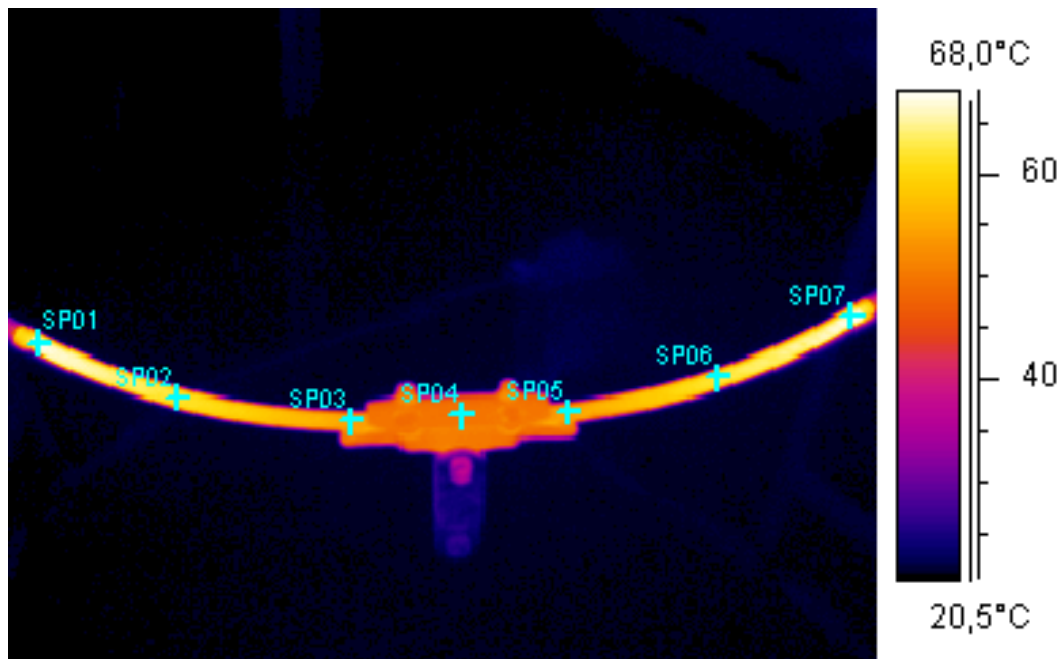
Wenn sich der Sensor in einer Stromschleife befindet, genügt nach [Fisch-89] die Berücksichtigung eines Ausschwingwinkels von 30° unabhängig von der Seilart.

Mindestabstände zu Wärmesenken

Wie stark eine Standard-Tragleiterseilklemme die Leiterseiltemperatur verfälschen kann, zeigt folgendes Beispiel. In **Abbildung 7.2** ist in einem Laboraufbau eine Standard-Aluminium-Leiterseilklemme an einem Leiterseil (Al/St 265/35) befestigt. Durch den Leiter fließt ein Strom von 610 A, und die Temperaturverteilung des Leiterseils wird mit einer Thermovisionskamera gemessen. Um die Messung zu vereinfachen, sind sowohl der Leiter als auch die Klemme mit einem schwarzen matten Speziallack lackiert, welcher eine hohe Emissionszahl aufweist (siehe Kapitel 4.3.1). **Abbildung 7.3** zeigt ein Thermobild des Leiters (Länge ca. 80 cm), bei dem sich in der Mitte die Klemme befindet. Man kann deutlich erkennen, dass die Klemme als Wärmesenke wirkt. Die Temperaturen in den Messpunkten SP01 bis SP07 finden sich in der Tabelle unter der **Abbildung 7.3**. Die Messpunkte SP01 und SP07 sind ca. 40 cm von der Klemme entfernt. Die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur beträgt 80 °C (bei einem Strom von 610 A, Windstille, Umgebungstemperatur 23 °C) und wurde ca. 2 m entfernt von der Klemme (nicht dargestellt in **Abbildung 7.3**) gemessen. Die Klemmentemperatur beträgt dabei ca. 50 °C. Es zeigt sich somit, dass die Klemme die Temperaturmessung um 30 K verfälscht.



Abbildung 7.2: Standard-Aluminium-Leiterseilklemme an einem Leiterseil montiert



	SPO1	SPO2	SPO3	SPO4	SPO5	SPO6	SPO7
Temperatur in °C	67,1	62,1	54,7	49,8	54,5	62,4	67,4

Abbildung 7.3: IR-Bild eines Leiterseils (Al/St 265/35) mit einer Standard Leiterseilklemme in der Mitte (Strom: 610 A, Umgebungstemperatur 23 °C, ohne Wind)

Aus diesem Grund sollte der Sensor mindestens drei thermische Ortskonstanten b weit von einer Klemme montiert werden, damit die unbeeinflusste Temperatur des Seils gemessen wird. Bei einer Entfernung von $3b$ kann man davon ausgehen, dass der Leiter wieder 95% seiner unbeeinflussten Temperatur erreicht hat und somit der Einfluss der Klemme vernachlässigbar ist. Die thermische Ortskonstante b berechnet sich aus [Böhm-92]:

$$b = \sqrt{\frac{\lambda \cdot A}{\alpha \cdot U}} \quad (\text{Gl. 7.4})$$

- b thermische Ortskonstante in m
- α Wärmeübergangskoeffizient in $\text{W}/(\text{Km}^2)$ (siehe Kapitel 3.2, Gleichung 3.5)
- A Querschnittsfläche in m^2
- λ Wärmeleitfähigkeit in $\text{W}/(\text{Km})$
- U Umfang des Leiters in m

Beispiel: Die thermische Ortskonstante einer Standardleiterseilklemme beträgt ca. 0,5 - 0,7 m. In der in Kapitel 7.4.1, **Abbildung 7.10** gezeigten Installation beträgt die thermische Ortskonstante des Temperatursensors und des Leiterseils, das er umschließt, ca. 0,25 m. Aus diesem Grund beeinflusst der Sensor die Leiterseiltemperatur etwa 0,75 m weit zu beiden Seiten.

Der letzte Punkt, den man nicht unterschätzen sollte, ist die Temperaturmessung an kritischen Stellen. Die Übertragungskapazität der Freileitungen respektive der Durchhang muss immer nach der kritischsten Stelle dimensioniert sein. Man kann nicht in einem Spannungsfeld die Leiterseiltemperatur bis zu 80 °C erhöhen, wenn im nächsten Spannungsfeld die Grenztemperatur bereits überschritten ist.

Daher sollte man die Sensoren immer an einem sogenannten kritischen Spannungsfeld (engl. critical span) montieren. Man unterscheidet zwischen zufälligen (das kritische Spannungsfeld wechselt mit der Zeit) und festen kritischen Spannungsfeldern. Freileitungen, die feste kritische Spannungsfelder haben, benötigen nicht so viele Überwachungsgeräte wie solche mit zufälligen kritischen Spannungsfeldern. Kritische Spannungsfelder findet man meistens dort, wo die Windgeschwindigkeit niedriger ist als die durchschnittliche Windgeschwindigkeit. Freileitungen, die frei z.B. über einem Feld verlaufen, sind fast nie kritisch, weil hier die Windgeschwindigkeit immer größer ist als an den Stellen, wo die Freileitungen gegen Wind z.B. durch Gebäude, Wälder usw. geschützt sind. Dabei ist die Leiterseilkühlung aufgrund von Wind effektiver, wenn der Wind quer zum Leiterseil anströmt, als wenn er in Richtung des Seils weht. Daher sind vornehmlich Spannungsfelder, die durch Gebäude etc. geschützt sind und bei denen die Windrichtung häufig in Seilrichtung verläuft, typisch für die Anwendung des Leiterseilmonitorings [Foss-92] [Jerr-88].

7.2 Energieversorgung für das Temperaturmesssystem

Die Abfrageeinheit (Kapitel 6.1) benötigt eine elektrische Versorgung sowie Komponenten zur Datenübertragung (z.B. GSM-Modem). Für die Energieversorgung bieten sich im Wesentlichen folgende Technologien an:

- Energieversorgung über das Erdseil,
- Photovoltaik (Nutzung der Sonneneinstrahlung),
- Windkraftanlage und
- Hybridlösung (Photovoltaik + Windkraftanlagen).

Energieversorgung über das Erdseil - in der Entwicklung befindlich sind derzeit Lösungen, welche eine Energieversorgung über das Erdseil ermöglichen. Diese arbeiten nach dem Induktionsprinzip. Im Erdseil fließt während des Betriebs immer ein gewisser Strom (0,5...15 % des Betriebsstroms – abhängig von der geometrischen Anordnung der Leiterseile am Mast). Dieser kann mit Hilfe von Spulen (Stromwandlern) genutzt werden, um Energie aus dem Erdseil auszukoppeln. Besonders kritisch ist bei dem Wandler ein Kurzschluss auf

der Leitung oder ein Blitzeinschlag in das Erdseil, bei dem die Elektronik beschädigt werden kann. Beim Kurzschluss ändert sich der Strom signifikant, was einen stark ansteigenden magnetischen Fluss Φ zur Folge hat. Die induzierte Spannung ergibt sich dabei aus:

$$U_{\text{ind}} = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{Gl. 7.5})$$

Beim Kurzschluss kommt es entsprechend der Gleichung 7.5 zu einer Spannungsüberhöhung, die z.B. durch Überspannungsableiter oder weitere Maßnahmen begrenzt werden muss, um die Elektronik nicht zu zerstören.

Die induzierte Spannung ist abhängig vom Stromfluss im Leiterseil und steht nur zur Verfügung, wenn durch das Seil ein Strom fließt. Derzeit existiert aber keine Serienproduktion für eine solche Anwendung. Daher wurde es im Rahmen dieses Projekts auch nicht verfolgt. Grundsätzlich kann dieses Verfahren sowohl auf dem eigentlichen Leiter als auch auf dem Erdseil angewandt werden. Da die Abfrageeinheit aber am Mast befestigt wird und somit mit dem Erdpotential verbunden ist, kommt nur eine Auskopplung der benötigten Energie aus dem Erdseil in Betracht.

Photovoltaik bezeichnet die direkte Umwandlung von Sonnenlicht in elektrische Energie mittels Solarzellen. Photovoltaikzellen haben einen Wirkungsgrad von ca. $\eta = 15\%$. Es muss berücksichtigt werden, dass durch Verschmutzung die Leistung auf weniger als 10% der Nennleistung sinken kann. Daher sollte die Zellenoberfläche so angebracht werden, dass Starkregen zu einer Reinigung der Oberfläche führt. Diese Lösung ist relativ kostengünstig und in der Praxis sehr oft realisierbar.

Um die Abfrageeinheit (Verbraucher) an Stellen mit Energie zu speisen, wo kein direkter Netzanschluss möglich ist, baut man sogenannte Solar-Inselsysteme. Man unterscheidet drei verschiedene Varianten von Inselsystemen:

- direkte Kopplung von Solarmodul und Verbraucher,
- Speicherung der Solarenergie in Akkumulatoren und
- Speicherung und gleichzeitige Versorgung mit Strom.

Da die Solarzellenleistung vom Strahlungsangebot abhängig und somit schwer vorhersehbar bzw. planbar ist, muss beim dauerhaften Betrieb eines Verbrauchers überschüssige Energie gespeichert werden und zu Zeiten, in denen nicht ausreichend Energie produziert wird, aus diesen Speichern entnommen werden. Der Einsatz von Akkumulatoren ist in diesem Fall

notwendig, und sie sind damit eine zentrale Systemkomponente. Grundsätzlich sollte daher ein Inselsystem folgende Komponenten aufweisen (**Abbildung 7.4**): Photovoltaik(PV)-Modul, Akku und Laderegler.

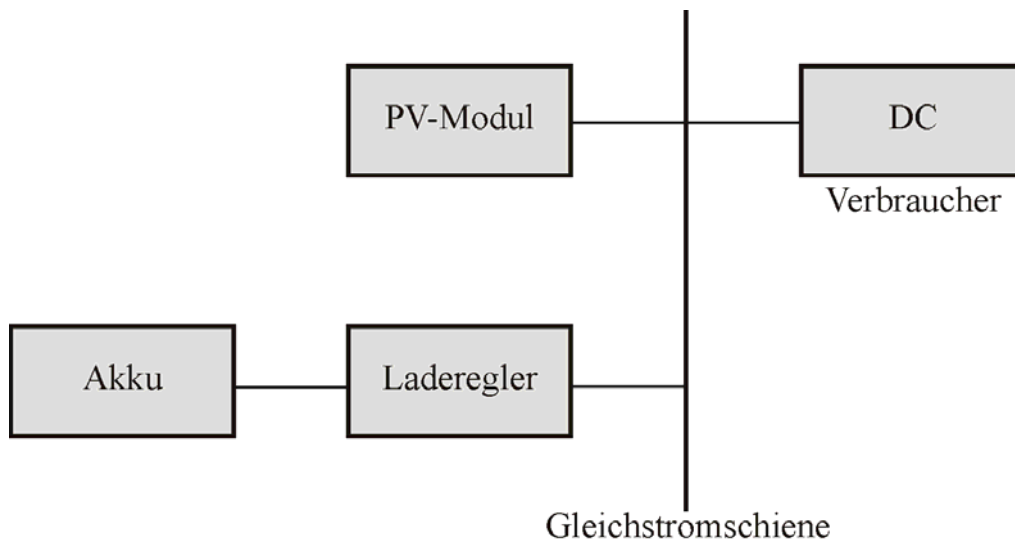


Abbildung 7.4: Photovoltaik-Inselsystem

Grundsätzlich kann man die Energieversorgung mit Hilfe von Photovoltaik sehr empfehlen. Allerdings spielt die Position des Solarpanels eine große Rolle. In Regionen, in denen die Sonneneinstrahlung gering ist, sollten zusätzliche Akku-Reserven eingeplant werden, damit die Tage mit geringer Strahlung überbrückt werden können. Weiterhin muss berücksichtigt werden, dass über Nacht die Energie ausschließlich von dem Akku geliefert wird. Außerdem sollten die Solarpanels nicht zu klein dimensioniert sein, da auch die Zwischenspeicherung in Akkumulatoren ebenfalls energetische Verluste mit sich bringt. Ebenso spielen die Solarpaneltemperatur und die Verschmutzung des Panels eine wichtige Rolle. Mit steigender Temperatur und mit dem Verschmutzungsgrad verschlechtert sich der Wirkungsgrad des Panels. Dennoch überwiegen die Vorteile einer solchen Lösung, da damit größtenteils sichergestellt werden kann, dass das Messsystem autark funktioniert.

Diese Lösung wurde auch für die online Feldversuche (siehe Kapitel 7.8) realisiert.

Für die Dimensionierung einer solchen Lösung können praxisorientierte Auslegungen angewendet werden (z.B. www.solarenergy-shop.ch). Bei einer Leistungsaufnahme der Abfrageeinheit von 6 Watt und unter der Annahme, dass die Anlage in Hamburg und die Solarzellen mit einer Südrichtung und einem Neigungswinkel von 30° betrieben werden führt dies bei Verwendung hochwertiger Solarzellen auf eine benötigte Solarzellenfläche von ca.

5 m². Es werden Akkus mit einer Kapazität von insgesamt 200 Ah bei einer Spannung von 12 V benötigt. Diese Kapazität führt bei Verwendung von Blei-Akkumulatoren auf ca. 3-4 Akkumulatoren, bei einem Gewicht von ca. 70 kg.

Eine Alternative zur photovoltaischen Energieerzeugung stellt die Windkraftenergie dar. Das physikalische Prinzip, das sich hinter der Umwandlung von Windenergie in elektrischen Strom verbirgt, liegt in der kinetischen Energie von bewegter Luft. Man kann ein Inselsystem mit einer Windkraftanlage ähnlich einem photovoltaischen System bilden, das sich prinzipiell nur in einem Punkt unterscheidet. Die Windkraftanlage (WKA) erzeugt durch den vom Rotor angetriebenen Generator einen Wechsel- bzw. Drehstrom. Es ist deshalb notwendig, einen Gleichrichter vorzuschalten, wenn man ein Gerät mit Gleichstromenergie versorgen möchte. **Abbildung 7.5** zeigt das Blockschaltbild eines solchen Inselsystems.

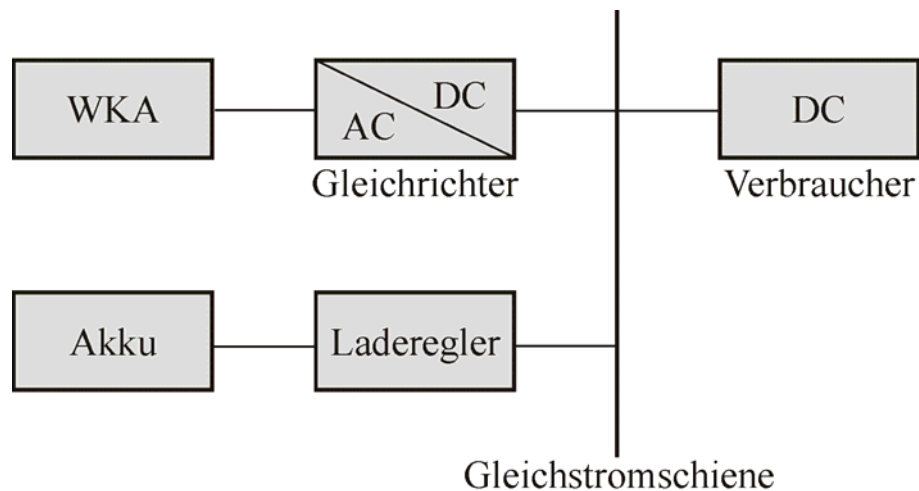


Abbildung 7.5: Windkraftanlagen-Inselsystem

Man kann auch ein Hybridsystem von Solar und Windkraftlösung benutzen. In **Abbildung 7.6** ist der prinzipielle Systemaufbau für ein Hybridsystem dargestellt.

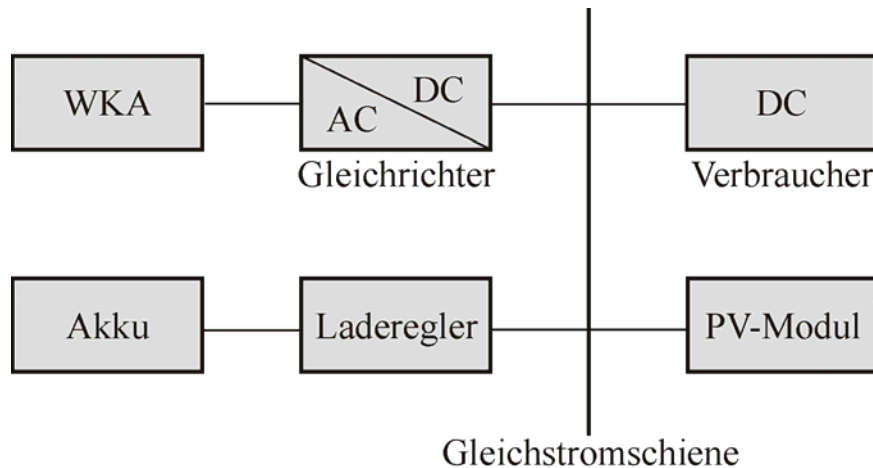


Abbildung 7.6: Blockschaltbild für ein Hybridsystem

Windkraftanlagen und Photovoltaikanlagen zeigen an vielen Standorten eine gute jahreszeitliche und wetterabhängige Ergänzung. So sind in Mitteleuropa die Windverhältnisse häufig im Herbst und Winter eine gute Ergänzung zur Sonne, und auch während lang anhaltender Schlechtwetterperioden ist oft ein erhöhtes Windaufkommen zu verzeichnen [Kalt-06]. Durch die gleichmäßigere Energiegewinnung und damit auch für eine gleichmäßigere Ent- und Aufladung der Systemakkus wird durch das Hybridsystem und dessen Leistungsentfaltung eine teure Komponente im System geschont und damit die Lebensdauer entsprechend verlängert.

7.3 Übertragung der Daten

Um konkrete Aussagen zu treffen, welche Datenübertragungsmethode geeignet ist, ist es zunächst erforderlich, das Übertragungsintervall und das tatsächliche Datenaufkommen zu bestimmen. Das Übertragungsintervall sollte so gewählt werden, dass es mindestens $1/10$ der Zeitkonstante τ (Kapitel 2.5) erreicht, damit man ausreichend schnell auf thermische Änderung des Leiterseils reagieren kann. Die Zeitkonstanten ändern sich je nach Leiterseiltyp, Durchmesser und Wetterbedingungen und liegen im Prinzip zwischen 1,5 bis 20 Minuten. Typische Leiterseile haben Zeitkonstanten zwischen 10 bis 20 Minuten. Daher sollte das Messintervall ca. 1 Minute betragen.

Jeder Datensatz hat dabei eine Größe von ca. 500 Bytes (Kapitel 6.1), was etwa 20 MByte pro Monat ergibt. Diese Datenmenge ist praktisch mit jeder verfügbaren Datenübertragungstechnik zu handhaben und stellt deshalb kein Problem dar.

Bei Ferndatenübertragung lassen sich die Daten im Allgemeinen nur mit Hilfe mobiler Kommunikationssysteme übertragen. Besonders bietet sich hier eine Lösung auf Basis des GPRS an. Das GPRS ist eine Weiterentwicklung des GSM. Es verfügt über die gleiche Netzabdeckung wie GSM, wodurch es möglich ist, das Messsystem so gut wie an jedem beliebigen Ort in Deutschland einzusetzen. Der Vorteil gegenüber GSM ist die größere Datenübertragungsrate, mit der sich die Messdaten schnell und komfortabel übertragen lassen, sowie die paketorientierte Datenübertragung. Das bedeutet, dass die Verbindung 24 Stunden pro Tag zur Verfügung steht, man aber nur die tatsächlich übertragene Datenmenge bezahlt.

7.4 FOFW-Leiterseiltemperatursensor

Der komplette Leiterseiltemperatursensor besteht im Prinzip aus drei Teilen:

- Sensorchip (Kapitel 6.2),
- Sensorantenne, welche das HF-Signal, von der Abfrageeinheit (Kapitel 6.1), empfängt und dorthin zurück sendet und
- Gehäuse, als Schutz gegen Umwelteinflüsse.

Jeder Sensor hat eine Rückwirkung auf die Leiterseiltemperatur. Der Sensor wird meistens als eine Wärmesenke wirken (Kapitel 7.1). Die Temperatur kann aber auch höher sein als die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur, z.B. bei Abkühlungsvorgängen. Dabei wird der Sensor langsamer abkühlen als ein Leiterseilstück, welches eine kleinere Masse hat.

Die Verfälschung der Leiterseiltemperatur wird von dem Gehäuse (Masse und Oberfläche) und der Sensorantenne verursacht. Diese Verfälschung ist vom Design des Sensors, den Wetterbedingungen und dem Strom abhängig. Einen optimalen Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung zu entwickeln, der alle Anforderungen zu 100% erfüllt, ist unter realen Bedingungen praktisch unmöglich. Daher gilt es, einen guten Kompromiss zu finden zwischen:

- thermischen Eigenschaften,
- dielektrischen Eigenschaften,
- hochfrequenten (HF) Eigenschaften und
- einfacher Installation.

Besonders problematisch sind die HF-Eigenschaften, die mit den thermischen Eigenschaften eng verbunden sind. FOFW-Sensorchips sind in IC-Gehäusen von nur wenigen Millimetern Kantenlänge untergebracht (**Abbildung 6.5**). Die einzige Verbindung zur Außenwelt stellen

zwei Pins dar, an die die Antenne angeschlossen wird. Die Sensorantenne muss unter thermischen, hochfrequenztechnischen und niederfrequenten dielektrischen Gesichtspunkten so optimiert werden, dass eine ausreichende statische und dynamische Messunsicherheit der gesamten Anordnung erreicht wird. Zusätzlich müssen Abfragedistanz und –winkel den Abfragemöglichkeiten im Netzbetrieb entsprechen, und der Sensor muss ohne Rückwirkung auf die dielektrischen Eigenschaften (elektrische Festigkeit, Isolationsabstände) des Betriebsmittels funktionieren.

Gleichzeitig sind die üblichen Anforderungen an Freilufttauglichkeit und Alterungsbeständigkeit im Auge zu behalten.

7.4.1 Aufbau des FOFW-Sensors

In den in [Hinr-98] und [Hinr-02] beschriebenen Projekten führte der Optimierungsprozess auf eine Schlitzantenne in einem Aluminiumrohr. Für die Leiterseiltemperaturmessung erweist sich dagegen die nachfolgend vorgestellte zylinderkonforme Patchantenne als optimale Lösung. Grundsätzlich haben Vorversuche gezeigt, dass bei den hohen, an einem Leiterseil auftretenden Randfeldstärken von über 20 kV/cm Scheitelwert das Sensorchip-Gehäuse und die Anschluss-Pins für niederfrequente Felder kurzgeschlossen, d.h. metallisch miteinander verbunden werden müssen. Die Verwendung beispielsweise einer elektrischen Dipolantenne mit zwei galvanisch getrennten Schenkeln führt innerhalb kurzer Zeit zur Zerstörung der Strukturen auf dem Substrat des Sensors durch elektrostatische Entladungen.

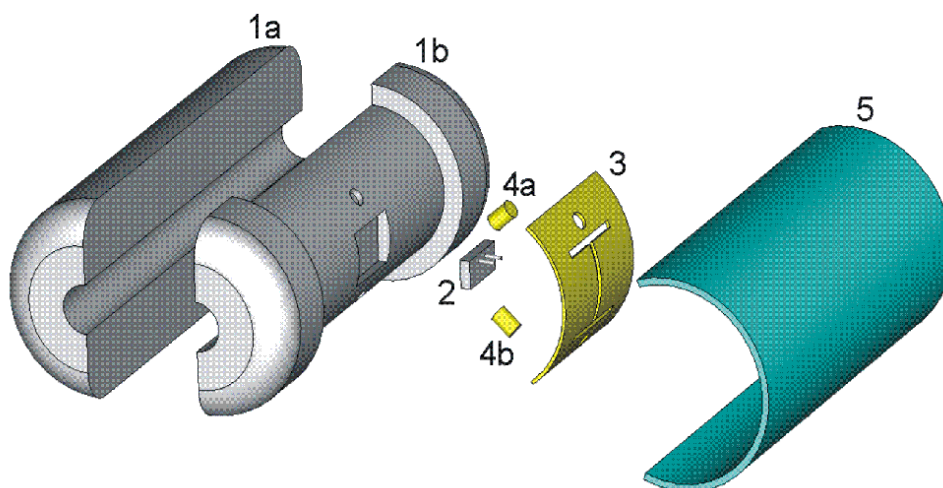


Abbildung 7.7: Aufbau des FOFW-Leiterseiltemperatursensors (Explosionszeichnung); Erläuterungen im Text

Abbildung 7.7 zeigt den ersten entwickelten Leiterseiltemperatursensor in vereinfachter Darstellung. Zwei Aluminiumhalbschalen (1a, 1b) mit an das Leiterseil angepasstem

Innendurchmesser werden auf dem Leiterseil miteinander verschraubt. Die Wandstärke der Halbschalen ist so gewählt, dass durch einfache Veränderung des Innendurchmessers Leiterseile aller gängigen Durchmesser aufgenommen werden können, ohne dass die für die HF-Eigenschaften wichtige Außenkontur verändert werden muss. Der Sensorchip (2) ist thermisch und elektrisch gut leitend in einer Ausnehmung der Halbschale (1b) untergebracht. Er ist mit seinen beiden Pins an das Patch (3) angeschlossen. Dieses wiederum ist mit Hilfe zweier Schrauben (4a, 4b) mit der Halbschale metallisch fest und elektrisch leitend verbunden, so dass diese Konstruktion den geforderten Niederfrequenz-Kurzschluss der Pins und des Chip-Gehäuses sicherstellt. Das Patch weist in axialer Richtung (d.h. in Richtung des Leiterseils) eine elektrische Länge von $\lambda/2$ (entsprechend 61 mm bei 2,45 GHz) auf. Wegen der an den Rändern auftretenden Streukapazitäten ist er jedoch physikalisch kürzer. Die HF-Energie wird über einen H-förmigen Schlitz eingespeist. Dessen Form sowie die Tatsache, dass das "Trägersubstrat" der Antenne (das Material hinter dem Patch) Luft ist, resultieren in einer vergleichsweise hohen Bandbreite, die die Konstruktion sehr unempfindlich gegenüber Fertigungstoleranzen macht. Aus dem mit Hilfe des Programms CST MICROWAVE STUDIO® berechneten⁷ Verlauf des Reflexionsfaktors über der Frequenz (**Abbildung 7.8**) lässt sich ablesen, dass die Antenne eine nutzbare Bandbreite von etwa 200 MHz (-10 dB) aufweist, die damit groß gegenüber der Sweep-Breite von 20 MHz des FMCW-Signals ist (Kapitel 6.1). **Abbildung 7.9** stellt das normierte Richtdiagramm (siehe Kapitel 5.4) dar (die z-Richtung ist dabei die Richtung des Leiterseils). Der berechnete Gewinn beträgt 6,2 dBi (siehe Kapitel 5.4, Gleichung 5.30), welcher typisch für diesen Antennentyp ist.

Die Antenne und der Sensor werden durch ein schalensegmentförmiges Radom (5) aus PTFE von 1 mm Dicke gegen Umwelteinflüsse geschützt. PTFE ist ein in der HF-Technik bevorzugt eingesetztes Material, da seine relative Dielektrizitätszahl praktisch unabhängig von der Frequenz ist, die dielektrischen Verluste gering sind und es außerdem gute mechanische Eigenschaften aufweist. In der Hochspannungstechnik hat es sich als Isolator material dagegen nicht durchsetzen können, unter anderem wegen seiner niedrigen Teilentladungsfestigkeit. Die in diesem Zusammenhang für Dauerbeanspruchung als kritisch geltende elektrische Grenzfeldstärke von 2 kV/mm bis 6 kV/mm wird aber in dieser Anwendung bei weitem nicht erreicht, so dass mit einer elektrischen Alterung im Betrieb nicht zu rechnen ist.

⁷ Die HF-technische Auslegung wurde in Zusammenarbeit mit Hr. Freese, Institut für HF-Technik der TU Darmstadt durchgeführt.

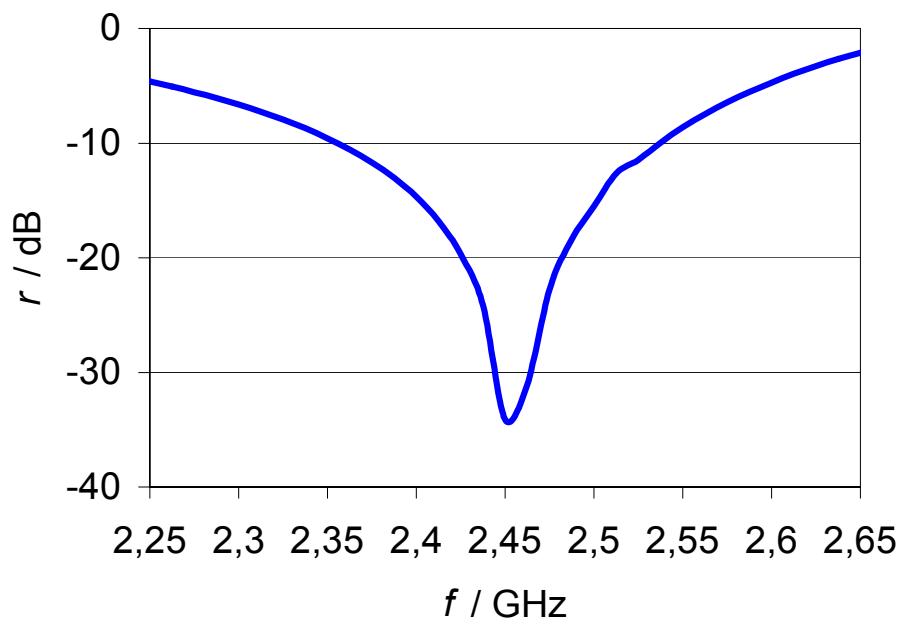


Abbildung 7.8: Berechneter, auf die Antennenimpedanz normierter Reflexionsfaktor des FOFW-Tempersensors

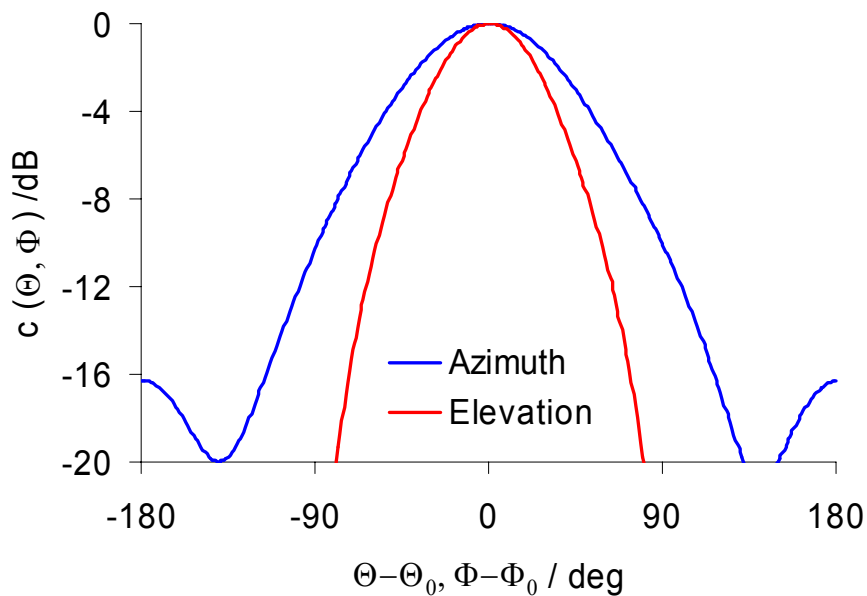


Abbildung 7.9: Normiertes Richtdiagramm des FOFW-Tempersensors

Abbildung 7.10 zeigt ein Foto des realisierten Sensors (Radom abgenommen), montiert an einem Leiterseil Al/St 120/20 für eine 123-kV-Leitung.

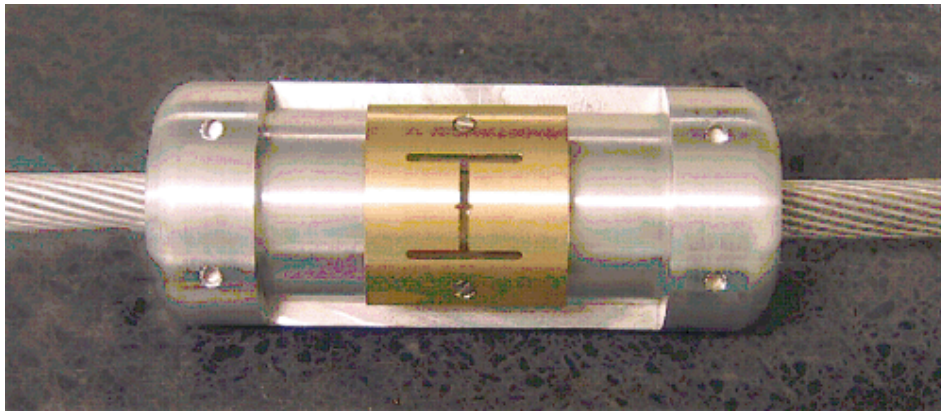


Abbildung 7.10: Foto des FOFW-Tempersensors (ohne Radom)
Abmessungen: Durchmesser 56 mm, Länge 140 mm

7.4.2 Durchgeführte Untersuchungen

Die grundsätzliche Eignung des FOFW-Sensors bei Einsatz unter hohen elektrischen und magnetischen Feldstärken muss durch entsprechende Untersuchungen im Labor nachgewiesen werden. Dazu wurden folgenden Untersuchungen an dem Leiterseiltemperatursensor durchgeführt:

- E-Feld-Beanspruchung mit Wechselspannung 50 Hz,
- TE-Simulation,
- E-Feld-Beanspruchung mit Blitzstoßspannung,
- H-Feld-Beanspruchung bei Wechselstrom 50 Hz,
- H-Feld-Beanspruchung bei Kurzschlussstrom und
- thermische Untersuchung.

E-Feld – 50 Hz

Für die Untersuchung wurden zwei Freileitungsnachbildungen aufgebaut:

- eine 123-kV-Leitung mit einem Leiterseildurchmesser von 14 mm (Al/St 120/20), ausgeführt als Einfachseil und
- eine 420-kV-Leitung mit einem Leiterseildurchmesser von 22,4 mm (Al/St 265/35), ausgeführt als 4er Bündel.

Für die 123-kV-Anordnung lässt sich beispielsweise die Randfeldstärke bei einer typischen Anordnung der Leiterseile der drei Phasen in einer Ebene nach folgender vereinfachten Beziehung abschätzen [Balz-06]:

$$E_{\text{eff}} = \frac{1}{r \cdot \ln \frac{d_m}{r}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{3}} = \frac{1}{0,7 \text{ cm} \cdot \ln \frac{504 \text{ cm}}{0,7 \text{ cm}}} \cdot \frac{123 \text{ kV}}{\sqrt{3}} = 15,4 \text{ kV/cm} \quad (\text{Gl. 7.6})$$

U_m maximale Betriebsspannung
 r Leiterseilradius

$$d_m = \sqrt[3]{d_{\text{RS}} \cdot d_{\text{RT}} \cdot d_{\text{ST}}} = \sqrt[3]{4 \text{ m} \cdot 8 \text{ m} \cdot 4 \text{ m}} = 5,04 \text{ m} \quad (\text{Gl. 7.7})$$

$d_{\text{RS, RT, ST}}$ Abstand zwischen den Phasen R, S und T

Sie beträgt danach $E_{\text{eff}} = 15,4 \text{ kV/cm}$ (effektiv Wert) bzw. $E_{\text{max}} \approx 22 \text{ kV/cm}$ (Scheitelwert).

Für die 420-kV-Anordnung (4er Bündel) lässt sich die Randfeldstärke nach folgender Beziehung abschätzen [Balz-06]:

$$E_{\text{max}} = \frac{U_{\text{max}}}{n \cdot \ln \left(\frac{d_m}{r_B} \right)} \cdot \left(\frac{1}{r} + \frac{n-1}{2 \cdot r_T} \right) = \frac{420 \text{ kV}/\sqrt{3}}{4 \cdot \ln \left(\frac{600 \text{ cm}}{17,84 \text{ cm}} \right)} \cdot \left(\frac{1}{1,12 \text{ cm}} + \frac{4-1}{2 \cdot 28,28 \text{ cm}} \right) = 16,3 \text{ kV/cm} \quad (\text{Gl. 7.8})$$

wobei Teilkreisradius $r_T = \sqrt{(20 \text{ cm})^2 + (20 \text{ cm})^2} = 28,28 \text{ cm}$ (siehe **Abbildung 7.11**)

und Ersatzradius des Bündelleiters r_B

$$r_B = \sqrt[n]{n \cdot r \cdot r_T^{n-1}} = \sqrt[4]{4 \cdot 1,12 \text{ cm} \cdot (28,28 \text{ cm})^3} = 17,84 \text{ cm} \quad (\text{Gl. 7.9})$$

n Anzahl der Bündelleiter ($n = 4$)
 d_m mittlerer geometrischer Abstand ($d_m = 600 \text{ cm}$)

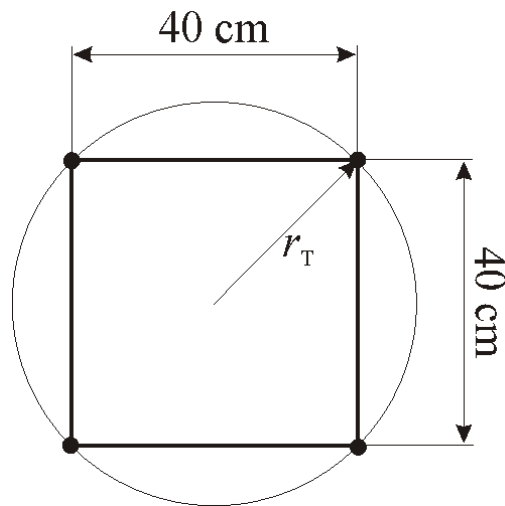


Abbildung 7.11: Bild zur Bestimmung des Teilkreisradius für ein 4er Bündel

Grundsätzlich werden Leiterseilkonfigurationen so bemessen, dass die Randfeldstärke im Dauerbetrieb bei Werten unterhalb $E_{\text{eff}} = 17 \text{ kV/cm}$ verbleibt.

Es wurde folgende experimentelle Untersuchungen durchgeführt:

- 123-kV-Freileitungsnachbildung: Leiter-Erdspannung $U_{\text{eff}} = 71 \text{ kV}$, Dauerversuch über eine Zeitdauer von einer Woche,
- 123-kV-Freileitungsnachbildung: Leiter-Erdspannung $U_{\text{eff}} = 123 \text{ kV}$, Kurzzeitversuch über eine Zeitdauer von zwei Stunden und
- 420-kV-Freileitungsnachbildung: Leiter-Erdspannung $U_{\text{eff}} = 243 \text{ kV}$, Kurzzeitversuch über eine Zeitdauer von einer Stunde (Versuchszeitbeschränkung durch begrenzte Dauerleistung des Prüftransformators).

Das Bestehenskriterium bei diesen Untersuchungen war die unterbrechungsfreie ordnungsgemäße Funktion des Sensors, der über eine Distanz von 10 Metern abgefragt wurde. Der Sensor hat in allen Versuchen fehlerfrei funktioniert.

Maximale Randfeldstärken des FOFW-Sensors

Mit Hilfe der Feldberechnungs-Software CST EM STUDIO™ wurden die an dem Sensor im Betrieb an 50-Hz-Wechselspannung auftretenden Feldstärken für den zunächst geplanten Einsatzfall in einer 123-kV-Einfachleitung und für ein 420-kV-Viererbündel berechnet. Dabei besteht zur Vermeidung von elektrischen Teilentladungen die Forderung, dass die am Leiterseil maximal auftretende Feldstärke auch an keiner Stelle des Sensors überschritten werden

darf. Sowohl für ein 123-kV-Einfachseil als auch für ein 420-kV-Dreier- oder Viererbündel weist die Randfeldstärke bei ungestörtem Betrieb einen Wert von $E_{\text{eff}} \leq 17 \text{ kV/cm}$ ($E_{\text{max}} \leq 24 \text{ kV/cm}$) auf. Die Feldberechnungen ergeben, dass für beide untersuchten Anordnungen die Feldstärke an keiner Stelle des Sensors höher ist als die Randfeldstärke am Leiterseil, was in **Abbildung 7.12** für das Beispiel der 123-kV-Leitung dargestellt ist.

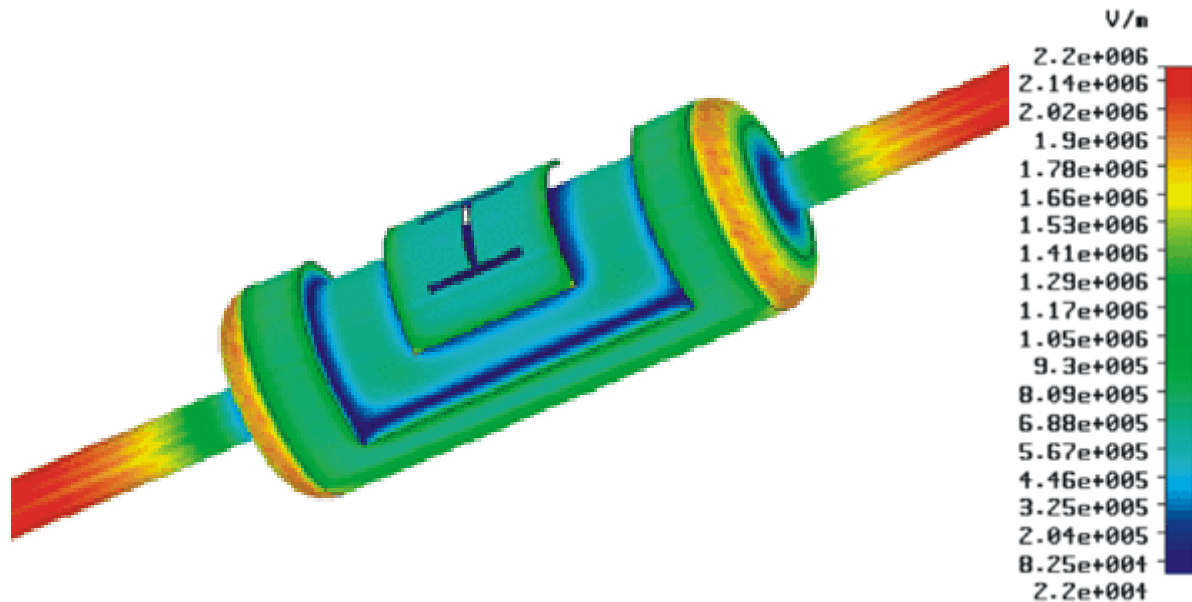


Abbildung 7.12: Betrag der elektrischen Feldstärke (E_{max}) am Temperatursensor an einem Leiterseil Al/St 120/20 bei $U_{\text{eff}} = 71 \text{ kV}$ (Radom in der Darstellung ausgeblendet)

E-Feld – Blitzstoßspannung

Der Sensor wurde an der 123-kV-Freileitungsnachbildung befestigt. Die Blitzstoßspannungsprüfung wurde mit einer genormten Blitzstoßspannung ($1,2/50 \mu\text{s}$) von $2,4 \text{ MV}$ (voll und abgeschnittener Stoß) durchgeführt. Die Höhe der Spannung wurde nach dem Wunsch eines Anwenders auf Grund seiner Betriebserfahrung gewählt. Sie ergibt sich aus dem Wert der gesicherten Überschlagnspannung bei negativer Polarität in der betrachteten 420-kV-Leitung. Der Sensor hat diese Prüfung bestanden.

H-Feld – 50 Hz

Der Sensor wurde 8 Stunden lang unmittelbar auf einer Stromschiene, die einen Strom von $2,15 \text{ kA}$ führte, betrieben. Diese Beanspruchung zeigt keinerlei Auswirkungen auf den Betrieb des Sensors.

H-Feld – Kurzschlussstrom

Genauso überstand der Sensorchip auch einen Kurzschlussstrom-Versuch erfolgreich. Der Chip bzw. drei FOFW-Chips wurden im Rahmen einer Kurzschlussstromprüfung für Überspannungsableiter nach IEC 60099-4 im Prüffeld Siemens Berlin auf einer Stromschiene angebracht (siehe **Abbildung 7.13**), durch die für einen Zeitraum von 200 ms ein Kurzschlussstrom der Höhe $I_{\text{eff}} = 87 \text{ kA}$ mit dem Scheitelwert $I_{\text{max}} = 195 \text{ kA}$ floss.

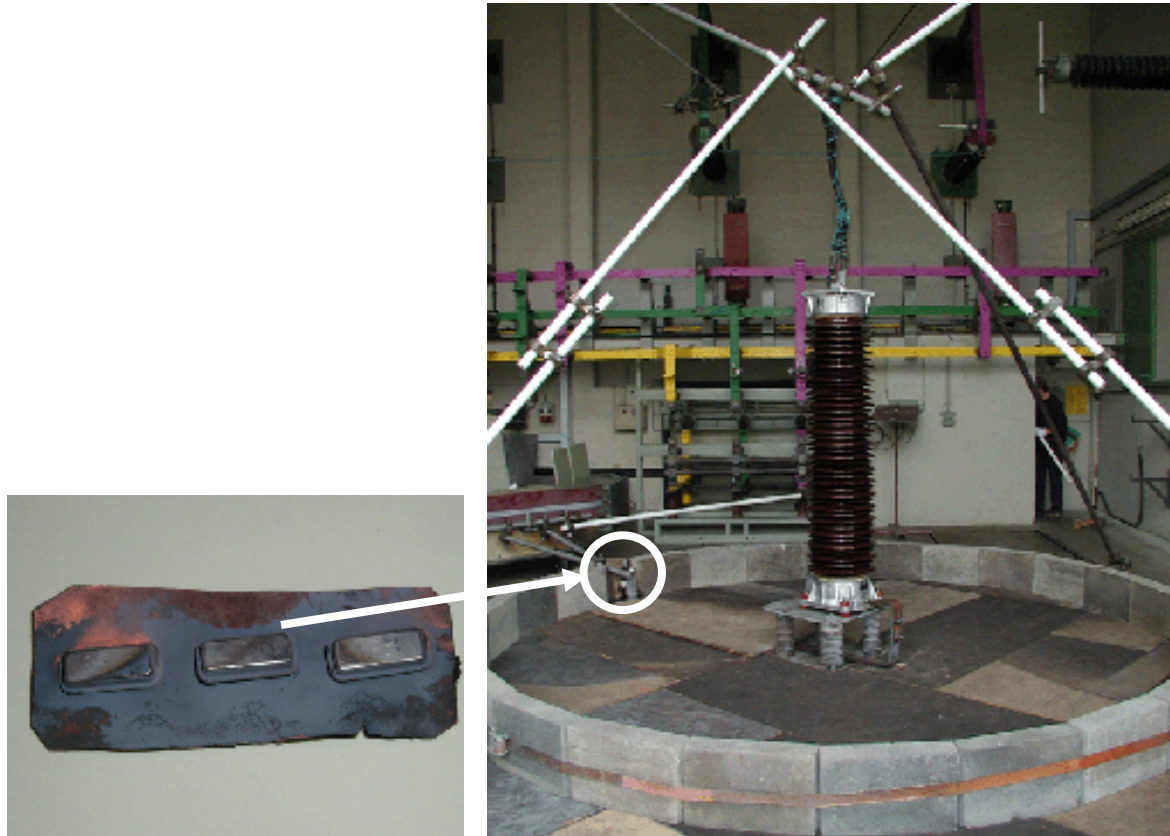


Abbildung 7.13: links – drei FOFW-Chips nach der Prüfung,
rechts – Befestigung der Chips auf der Stromschiene

Thermische Eigenschaften – Messung im Labor

Abbildung 7.14 zeigt als Beispiel den Querschnitt des verwendeten Verbundleiters Typ Al/St 265/35. Der Seilkern besteht aus 7 Stahldrähten und ist von 24 Aluminiumdrähten umschlossen.

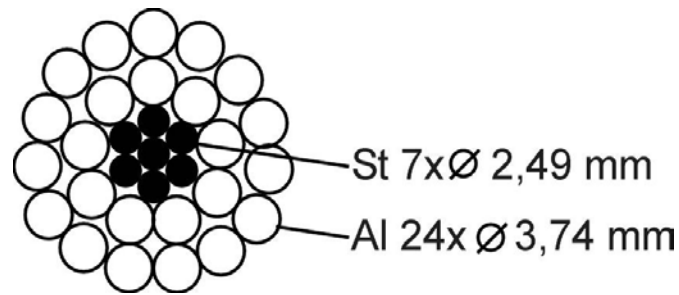


Abbildung 7.14: Querschnitt eines Verbundleiters Al/St 265/35

Das Leiterseil hat eine Länge von 6 m und wurde für alle thermischen Untersuchungen verwendet. Seine technischen Daten sind (Herstellerangaben):

Seildurchmesser:	22,4 mm	
Durchmesser des Stahlkerns:	7,47 mm	
Bemessungsstrom:	680 A	
Aluminiummasse:	0,728 kg/m	Entspricht: 4,37 kg bei 6 m Seillänge
Stahlmasse:	0,274 kg/m	Entspricht: 1,64 kg bei 6 m Seillänge
Widerstandsbelag ρ_{20} :	0,1094 Ω/km	Entspricht: 656,4 $\mu\Omega$ bei 6 m Seillänge

Das 6 m lange Leiterseilstück wurde an einen Hochstromtransformator angeschlossen (**Abbildung 7.15**). In der Mitte des Leiterseils wurde der FOFW-Sensor (**Abbildung 7.10**) angebracht. Vor dem Hochstromtransformator befindet sich ein Stelltransformator, mit dem die Eingangsspannung (Primärspannung) des Hochstromtransformators bzw. der Strom durch das Leiterseil variiert werden kann.

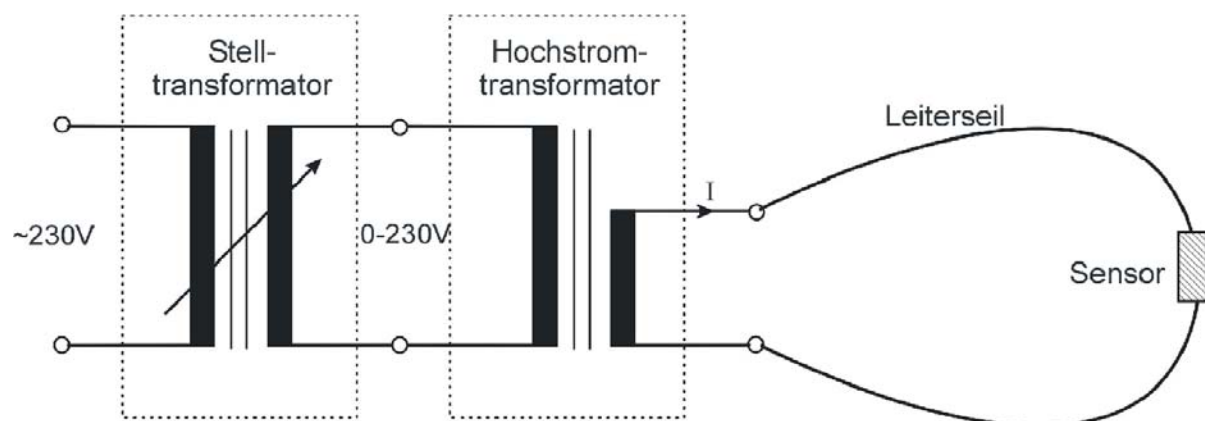


Abbildung 7.15: Versuchsanordnung mit Transformatoren, Leiterseil und Sensor (ohne Maßstab)

Das Messsystem besteht aus dem in Kapitel 7.4.1 beschriebenen FOFW-Leiterseiltemperatursensor, dem Prototyp einer Abfrageeinheit der Firma Siemens (Kapitel 6.1) und einer Planar-Antenne des Typs SPA 2400/27/17/0/V der Firma Huber+Suhner (Kapitel 6.3).

Es wurden thermischen Untersuchungen über die Temperaturentwicklung nach Stromsprüngen (jeweils von 0 A auf 100, 200, ..., 600 A) an der Versuchsanordnung in **Abbildung 7.15** durchgeführt, die Ergebnisse finden sich in **Abbildung 7.17**.

Diese Untersuchungen wurden bei Laborbedingungen (ohne Einfluss von Wind und zusätzlicher Sonneneinstrahlung) durchgeführt.

Ziel der Untersuchungen war die Ermittlung der dynamischen thermischen Eigenschaften.

Die Leiterseiltemperatur wurde mit einem Thermoelement gemessen, das zwischen zwei Adern des Leiterseiles eingebracht wurde. Das Thermoelement befindet sich am Leiterseil in einem Abstand von 1 m zum Sensor und ca. 2 m zum Trafo, um eine unverfälschte Leiterseiltemperatur zu messen (siehe Kapitel 7.1). Diese wurde jede Minute gemessen. Der FOFW-Leiterseiltemperatursensor wurde auch jede Minute abgefragt, und alle 10 Minuten wurden zusätzliche Kontrollmessungen der Umgebungstemperatur vorgenommen.

Ein Beispiel für den Temperaturverlauf nach einem Stromsprung von 0 A auf 600 A zeigt **Abbildung 7.16**, bei der die Leiterseiltemperatur im stationären Zustand etwa die Grenztemperatur von 80 °C erreicht. Der Temperaturunterschied zwischen Leiterseil und Sensor nimmt bei steigendem Strom zu. Der Verlauf der Temperaturdifferenz ist **Abbildung 7.17** zu entnehmen.

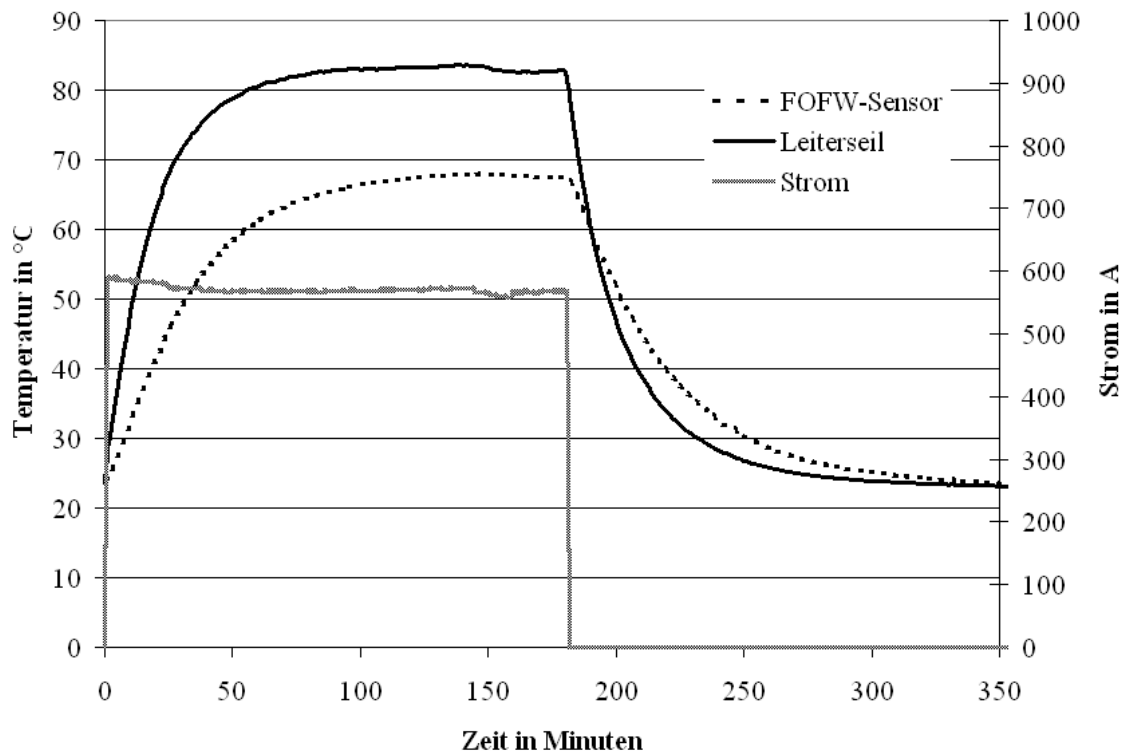


Abbildung 7.16: Temperaturentwicklung nach Stromsprung von 0 A auf 600 A

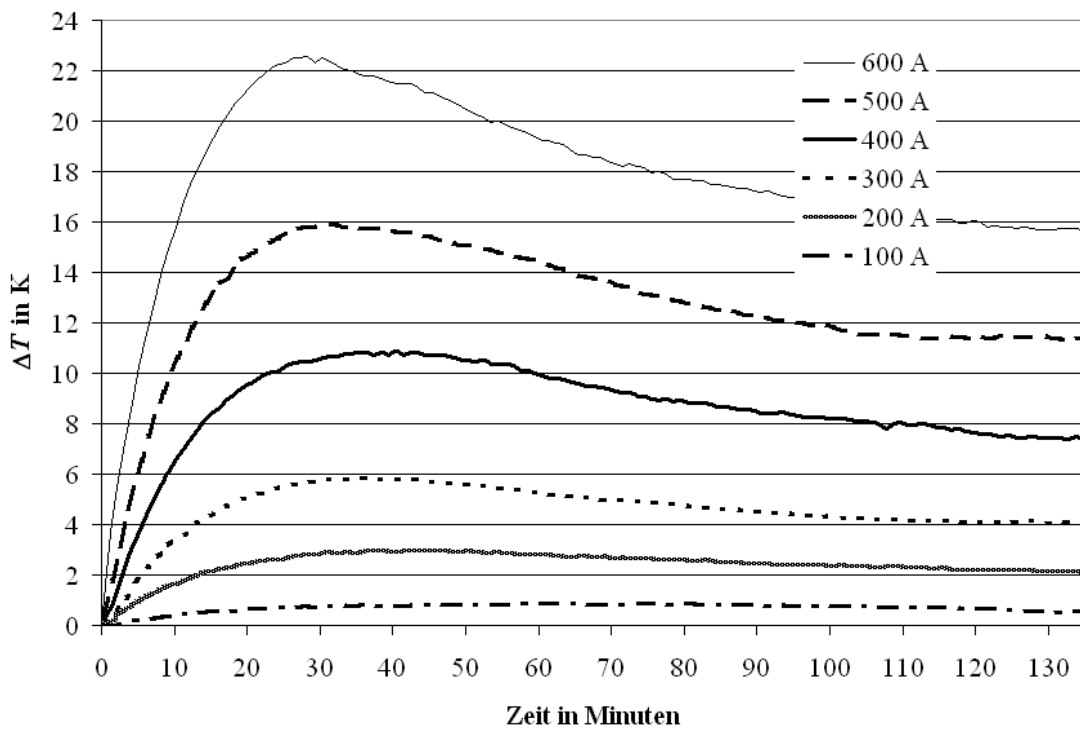


Abbildung 7.17: Verlauf der Differenzen zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur nach Stromsprüngen von 0 A auf 100 A, 200 A, 300 A, 400 A, 500 A und 600 A

Der größte Temperaturunterschied zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur liegt allerdings nicht im stationären Zustand, sondern bei ca. 30 Minuten nach dem Stromsprung (siehe **Abbildung 7.17**). Die Temperaturverläufe bei verschiedenen Stromsprüngen sind in **Abbildung 7.18** dargestellt. Man kann beobachten, dass die gemessene Sensortemperatur kleiner, aber auch größer (bei Abkühlung) als die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur sein kann.

Der **Abbildung 7.17** und **Abbildung 7.18** ist zu entnehmen, dass der Sensor der Temperaturänderung des Leiterseils langsamer folgt. Dies ist mit der größeren Masse und der daraus resultierenden größeren Wärmekapazität des Sensors zu erklären. Zur Erwärmung der beiden massiven Aluminiumhalbschalen des Sensors wird mehr Zeit benötigt, als dies bei den einzelnen verdrehten Adern des Leiterseils der Fall ist. In gleicher Weise verhält es sich bei der Abkühlung. Die Wärme wird in der größeren Masse länger gespeichert.

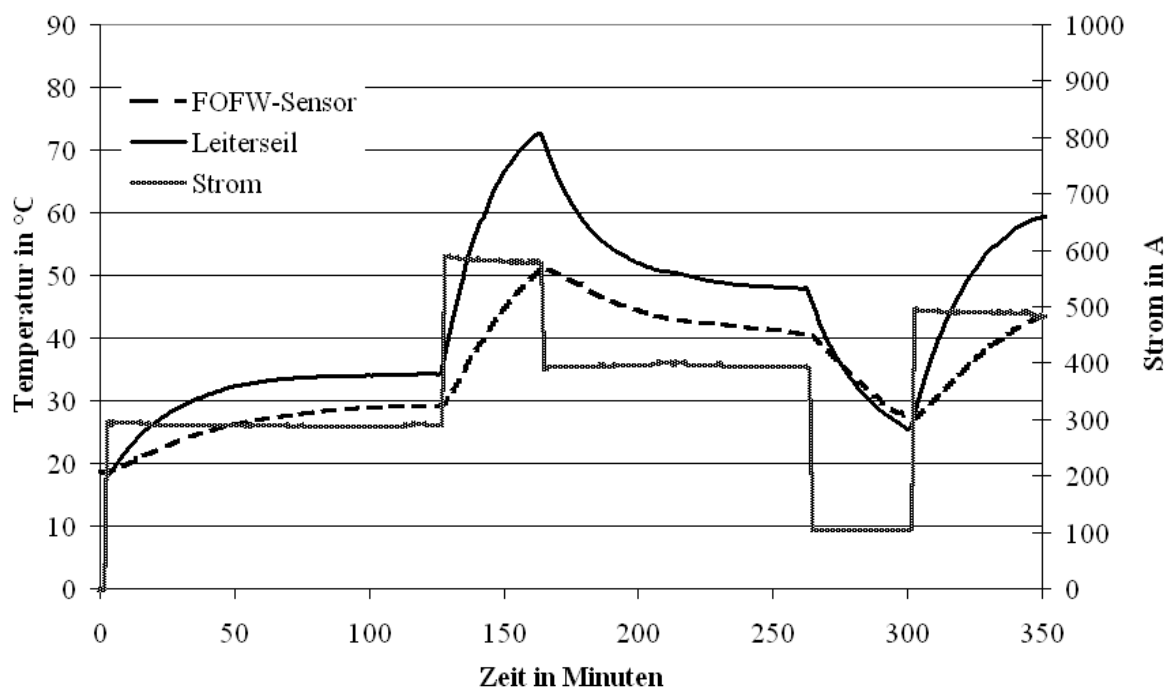


Abbildung 7.18: Erwärmungs- und Abkühlungsverhalten bei verschiedenen Stromsprüngen

Der Temperaturunterschied zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur ist mit steigendem Strom größer. Die **Tabelle 8.1** zeigt Temperaturdifferenzen zwischen Leiterseil und Sensor im stationären Zustand. Der FOFW-Sensor kann in Vereinfachung als ein Zylinder mit einem Durchmesser von 54 mm angesehen werden. Sein Umfang beträgt ca. 170 mm. Das Leiterseil dagegen hat nur einen Durchmesser von 22,4 mm, was einem Umfang von ca. 70 mm

entspricht. Das bedeutet, dass der FOFW-Sensor eine fast doppelt so große Oberfläche wie ein gleich langes Leiterseilstück (Länge des Sensors: 14 cm) hat und die Wärme daher schneller an die Umgebung abgegeben wird.

Tabelle 7.1: Temperaturdifferenzen zwischen Leiterseil und Sensor im stationären Zustand

Strom in A	Temperaturdifferenz in K
	(Leiterseil - Sensor)
100	0,5
200	2,1
300	4,1
400	7,4
500	11,4
600	15,7

Die gemessenen Temperaturdifferenzen zwischen Leiterseil und Sensor (siehe **Tabelle 7.1**) machen eine genauere Untersuchung der Wärmeflüsse erforderlich. Von Interesse ist dabei, wie die Temperaturverteilung entlang des Leiterseiles aussieht.

Zu diesem Zweck wurde das vom Strom durchflossene Leiterseil mit dem daran angebrachten Sensor mit Hilfe einer Thermovisionskamera „PM 695“ der Firma Flir Systems untersucht. Das Gerät ist kalibriert und mit einer Messunsicherheit von $\pm 2\%$ und einer Wärmeempfindlichkeit von $< 0,08 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ausreichend sensibel.

Damit die Messung mit der IR-Kamera einfacher zu realisieren war, wurden sowohl der Leiter als auch die Klemme mit einem schwarzen Speziallack lackiert, der eine hohe Emissionszahl besitzt (siehe Kapitel 4.3.1). **Abbildung 7.19** zeigt ein Infrarotbild eines etwa 80 cm langen Leiterseilstückes mit dem Sensor in der Mitte.

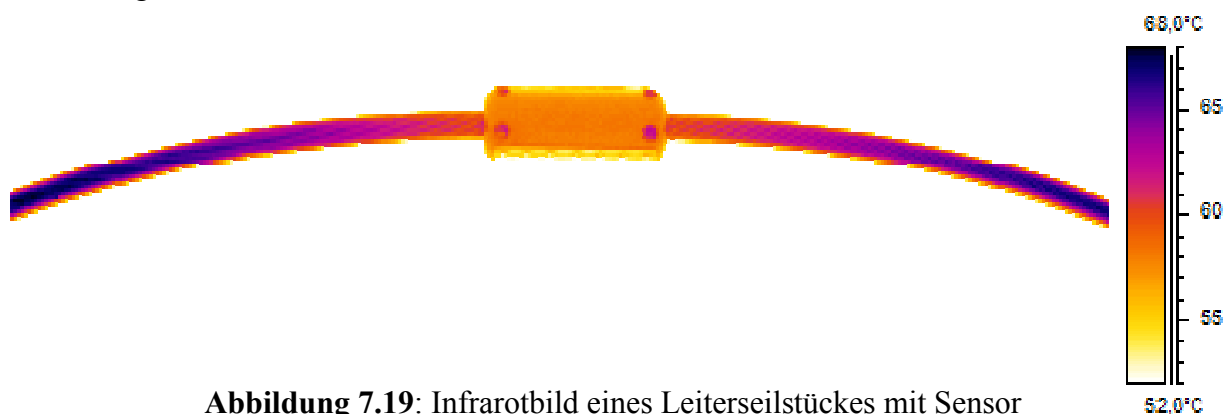


Abbildung 7.19: Infrarotbild eines Leiterseilstückes mit Sensor
(Strom ca. 600 A, Umgebungstemperatur 22 °C, ohne Wind, Emissionsgrad 0,98)

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Temperatur des Leiterseils zum Sensor hin abnimmt. **Abbildung 7.20** zeigt den genauen Temperaturverlauf entlang des Leiterseils, wobei der Ursprung des Koordinatensystems in die Mitte des Sensors gelegt wurde. Die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur wurde ab einer Entfernung von etwa 1 m vom Sensor gemessen, was drei Ortskonstanten (siehe Kapitel 7.1, Gleichung 7.4) entspricht (ist nicht in **Abbildung 7.20** dargestellt).

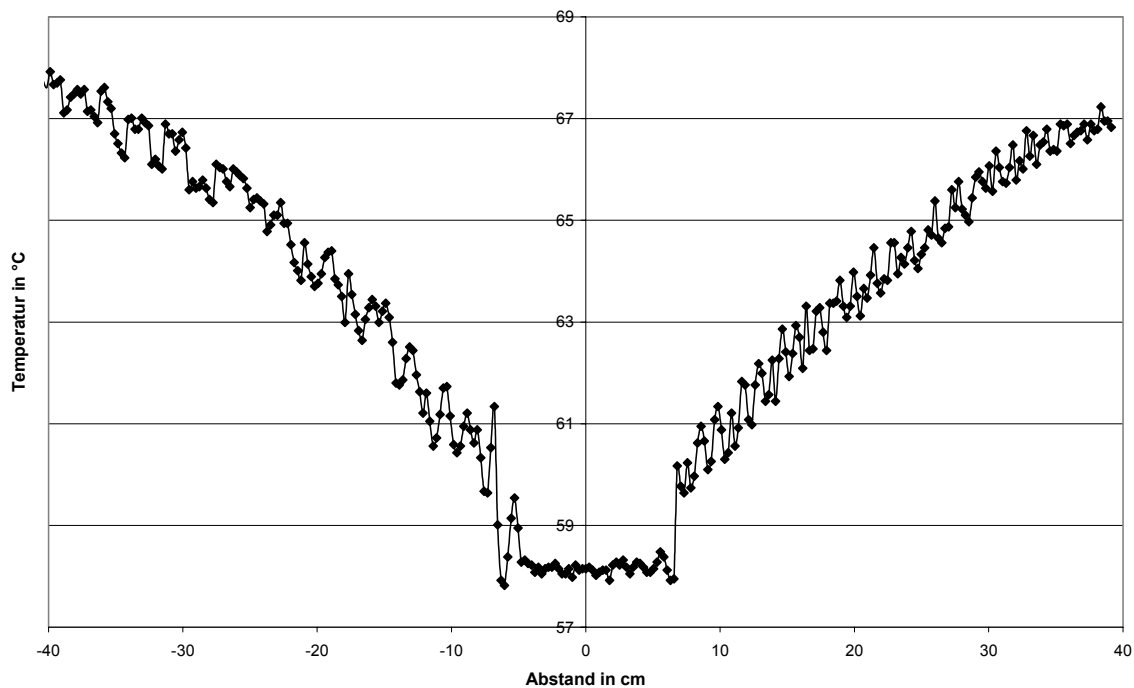


Abbildung 7.20: Temperaturverteilung entlang des Leiterseils

Der Temperaturabfall ist damit zu erklären, dass der am Leiterseil aufgeschraubte Sensor mit seiner größeren Oberfläche und seinem fast doppelt so großen Durchmesser eine Wärmesenke im System „Leiter + Sensor“ darstellt. Die daraus resultierende geringere Temperatur wurde bereits mit der größeren Oberfläche des Sensors erklärt.

Die auftretenden Wellen in der Temperaturverteilung sind auf die verdrehten Einzeldrähte des Leiterseils zurückzuführen. Zwischen zwei Adern ist die Temperatur entsprechend der radialen Temperaturverteilung größer, jedoch kommt es hier auch verstärkt zu Reflexionen der Infrarot-Strahlung, weswegen die Kamera leicht erhöhte Werte aufnimmt.

Thermische Eigenschaften – Wärmenetzmethode

Zur Untersuchung der thermischen Eigenschaften des FOFW-Sensors unter realen Wetterbedingungen (Wind, Sonne und Umgebungstemperatur) wurden die Programme Capture und PSpice gemeinsam mit dem Zusatzmodul „Wärmenetzbibliothek“ benutzt⁸. Hierbei werden die Analogien zwischen elektrischen und thermischen Größen ausgenutzt (siehe Kapitel 3.4).

Für die Simulation wurde ein Leiterseil Al/St 265/35 zu Grunde gelegt, und folgende Randbedingungen wurden eingestellt:

Temperaturkoeffizient des Widerstandes:	$\alpha_T = 0,004 \text{ 1/K}$
Elektrischer Widerstand des Seils:	$\rho_{20} = 0,1094 \text{ }\Omega/\text{km}$
Durchmesser des Seils:	$d = 0,0224 \text{ m}$
Länge eines Seilsabschnitts:	$l = 0,1 \text{ m}$
Durchmesser des Sensors:	$d = 0,056 \text{ m}$
Länge des Sensors:	$l = 0,14 \text{ m}$
Wärmeleitfähigkeit des Aluminiums:	$\lambda = 234 \text{ W/(Km)}$
Umgebungstemperatur:	$\vartheta_u = 35^\circ\text{C}$
Himmelstemperatur:	$\vartheta_H = 20^\circ\text{C}$
Globalstrahlung:	$P_{\text{SHmax}} = 1000 \text{ W/m}^2$
Dichte des Aluminiums:	$\delta = 2700 \text{ kg/m}^3$
Spez. Wärmekapazität des Aluminiums:	$c = 900 \text{ J/(kgK)}$

Als Vereinfachung wurde davon ausgegangen, dass der gesamte Strom im Leiterseil fließt und der Sensor unbestromt bleibt.

Die Ortskonstante für den Sensor beträgt 0,25 m ($3b = 0,75 \text{ m}$). Daher wurde rechts und links von dem Sensor ein Leiterseilstück von 0,8 m nachgebildet, wo sich die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur messen lässt. Das Leiterseilstück wurde dabei in kleinere Schnitte von 0,1 m zerlegt (**Abbildung 7.21**).

⁸ Mein Dank gilt der TU Dresden, Institut für Elektrische Energieversorgung und Hochspannungstechnik, für die freundliche Unterstützung.

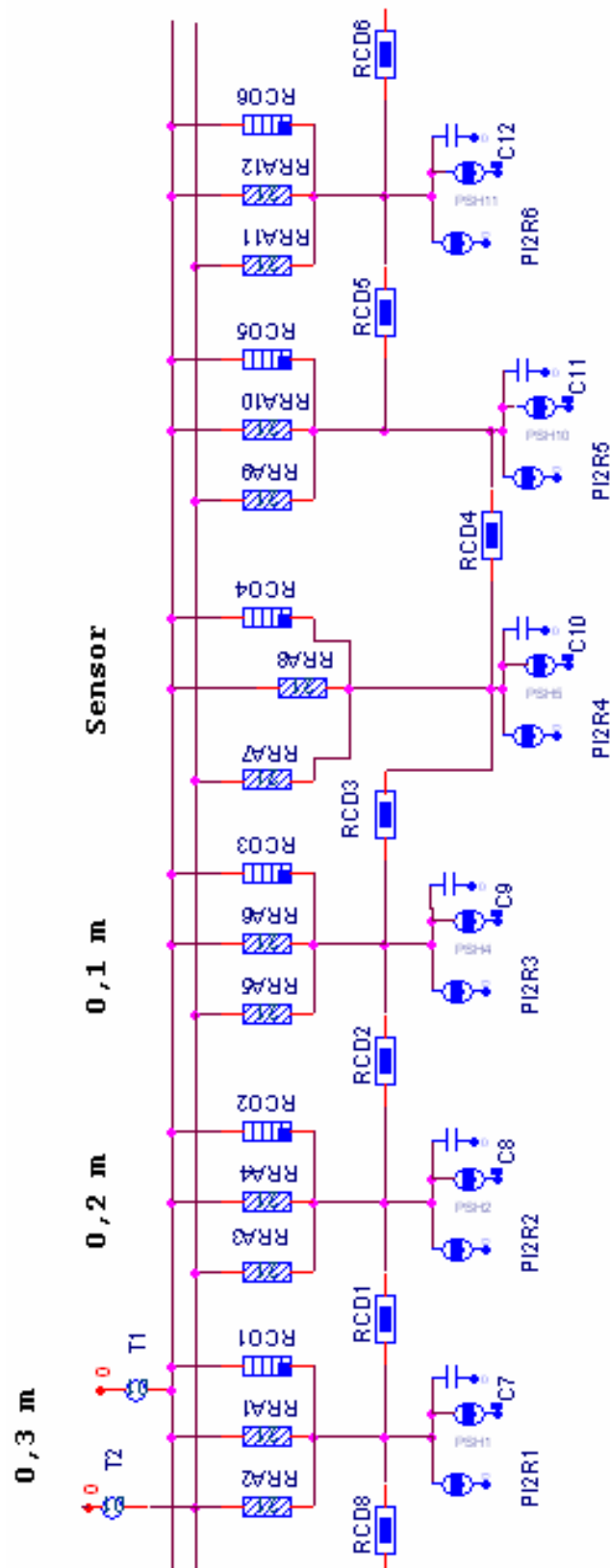


Abbildung 7.21: Ausschnitt aus dem Wärmenetz
 (30 cm Leiterseil links + FOFW-Sensor + 20 cm Leiterseil rechts),
 das Wärmenetz setzt sich rechts und links vom dargestellten Bild fort

In **Abbildung 7.22** sind die Details eines 10 cm langen Seilstückes dargestellt, wobei:

- RCO: konvektiver Widerstand
- RRA: Strahlungswiderstand
- RCD: Wärmeleitungswiderstand
- PI2R: Stromquelle
- PSH: Sonneneinstrahlung als Quelle
- C: Wärmekapazität
- T1: Umgebungstemperatur
- T2: Himmelstemperatur

Die Ähnlichkeitsfunktionen für freie und erzwungene Konvektion wurden wie folgt gewählt (Kapitel 3.2.3) [Böhm-92]:

$$\begin{array}{lll} c_1: & 0,54; & n_1: 0,25 \\ c_2: & 0,17; & n_2: 0,62 \end{array}$$

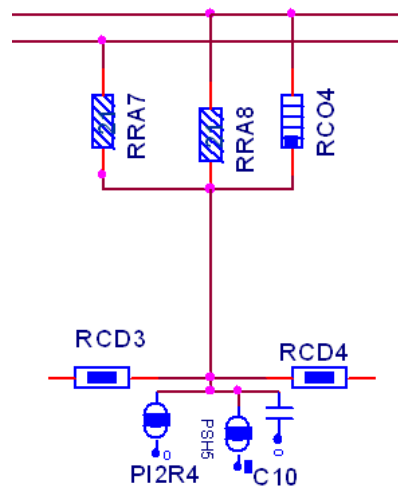


Abbildung 7.22: Ausschnitt aus dem Wärmenetz (10 cm Leiterseil)

Die Windgeschwindigkeit wurde von 0 m/s bis 10 m/s variiert. Dabei wurde der Strom immer so erhöht, dass die Leiterseiltemperatur 80 °C beträgt, was den Grenzfall darstellt. Alle anderen Umgebungsbedingungen wurden konstant gehalten. Die Emissionszahl wurde erst so eingestellt, dass sie sowohl für das Seil als auch für den Sensor 0,5 betrug. Danach wurde die Emissionszahl für das Seil auf 0,9 und für den Sensor auf 0,2 gesetzt. Die Ergebnisse finden sich in der **Tabelle 7.2** und **Tabelle 7.3**. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich mit höheren Windgeschwindigkeiten auch der Temperaturunterschied zwischen der unbeeinflussten Seiltemperatur und der Sensortemperatur erhöht ($T_{0,8\text{ m}} - T_{0\text{ m}}$). Der Unterschied erreicht bei 10 m/s ca. 11 K bei den gegebenen Bedingungen.

Tabelle 7.2: Temperaturen des Leiterseiles für verschiedene Windgeschwindigkeiten und Ströme bei einer Emissionszahl des Seils und Sensors von $\varepsilon = 0,5$

Wind in m/s	Strom in A	Entfernung vom FOFW-Temperatursensor in m			Differenz $T_{0,8\text{ m}} - T_{0\text{ m}}$
		0	0,4	0,8	
0,0	470	75,1	79,1	80,0	4,9
0,6	585	73,5	78,2	79,2	5,7
1,0	665	72,7	78,2	79,2	6,5
2,0	810	71,7	78,5	79,5	7,8
3,0	910	70,7	78,4	79,4	8,7
4,0	995	70,4	78,8	79,7	9,3
5,0	1065	70,0	79,0	79,9	9,9
10,0	1310	68,2	79,0	79,6	11,4

Tabelle 7.3: Temperaturen des Leiterseiles für verschiedene Windgeschwindigkeiten und Ströme bei einer Emissionszahl des Seils von $\varepsilon_{\text{Seil}} = 0,9$ und Sensors von $\varepsilon_{\text{Sensor}} = 0,2$

Wind in m/s	Strom in A	Entfernung vom FOFW-Temperatursensor in m			Differenz $T_{0,8\text{ m}} - T_{0\text{ m}}$
		0	0,4	0,8	
0,0	470	74,3	77,2	77,8	3,5
0,6	585	72,9	76,8	77,5	4,6
1,0	665	72,2	76,9	77,7	5,5
2,0	810	71,3	77,5	78,3	7
3,0	910	70,4	77,5	78,4	8
4,0	995	70,1	78,0	78,8	8,7
5,0	1065	69,7	78,3	79,0	9,3
10,0	1310	68,0	78,5	79,1	11,1

Als Ergebnis der thermischen Untersuchungen im Labor (Kapitel 7.4.2) und den Untersuchungen mit Hilfe der Wärmenetzmethode kann festgestellt werden, dass das Gehäuse des Leiterseiltemperatursensors (**Abbildung 7.10**) bei kleineren Durchmessern des Leiterseils und bei ungünstigen Wetter- und Strombedingungen die Leiterseiltemperatur erheblich verfälscht. Zum tieferen Verständnis wurde ein von einem Strom durchflossenes Leiterseil im Labor mit einem daran angebrachten Sensor mit Hilfe einer Thermovisionskamera untersucht. Durch den Temperaturunterschied kommt es allgemein zur Wärmeleitung entlang des Seiles zum Sensor hin oder vom Sensor weg. Das Gehäuse wirkt in diesem Fall als Wärmesenke, es erfolgt also eine Wärmeleitung zum Sensor hin. Es wurde gemessen, dass die Temperatur des Leiterseils zum Sensor hin abnimmt.

Aus diesem Grund muss das Sensorsystem noch thermisch optimiert werden. Grundsätzlich bieten sich dazu zwei Möglichkeiten an. Man kann entweder das Gehäuse so umgestalten, dass es praktisch keinen Einfluss auf die Leiterseiltemperatur hat (Kapitel 7.5), oder man kann die verfälschte Temperatur mit einer Korrelationsrechnung korrigieren (Kapitel 7.7). Beide Möglichkeiten wurden parallel verfolgt.

7.5 Optimierung des FOFW-Leiterseiltemperatursensors

Der erste Ansatz zur Gehäuseumgestaltung ist, das Gehäuse zu verkleinern, ihm also eine möglichst kleine Masse und Oberfläche zu geben. Zu diesem Zweck wurde ein thermisch optimierter Sensor entwickelt⁹ (siehe **Abbildung 7.23** und **Abbildung 7.24**). Es handelt sich hier um einen Prototyp, der nur unter Laborbedingungen einsatzfähig ist. Für einen FOFW-Sensor unter Freiluftbedingungen müssen z.B. andere Werkstoffe verwendet werden. Außerdem weisen die Befestigungselemente noch zu scharfe Kanten auf, so dass der Sensor nicht sicher teilentladungsfrei wäre.

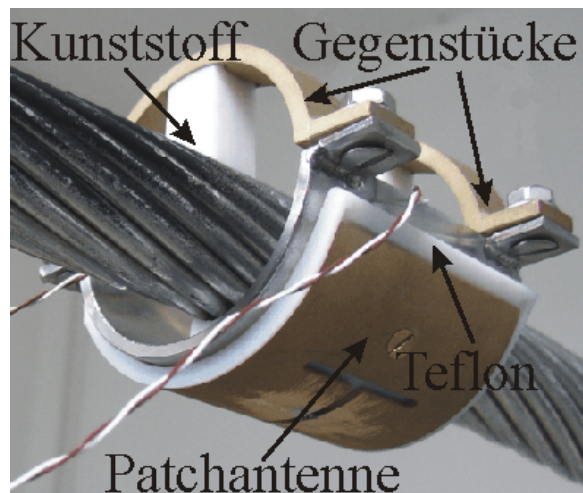


Abbildung 7.23: Foto - Thermisch optimierter FOFW-Sensor

⁹ Die HF-technische Auslegung wurde in Zusammenarbeit mit Hr. Freese, Institut für HF-Technik der TU Darmstadt durchgeführt.

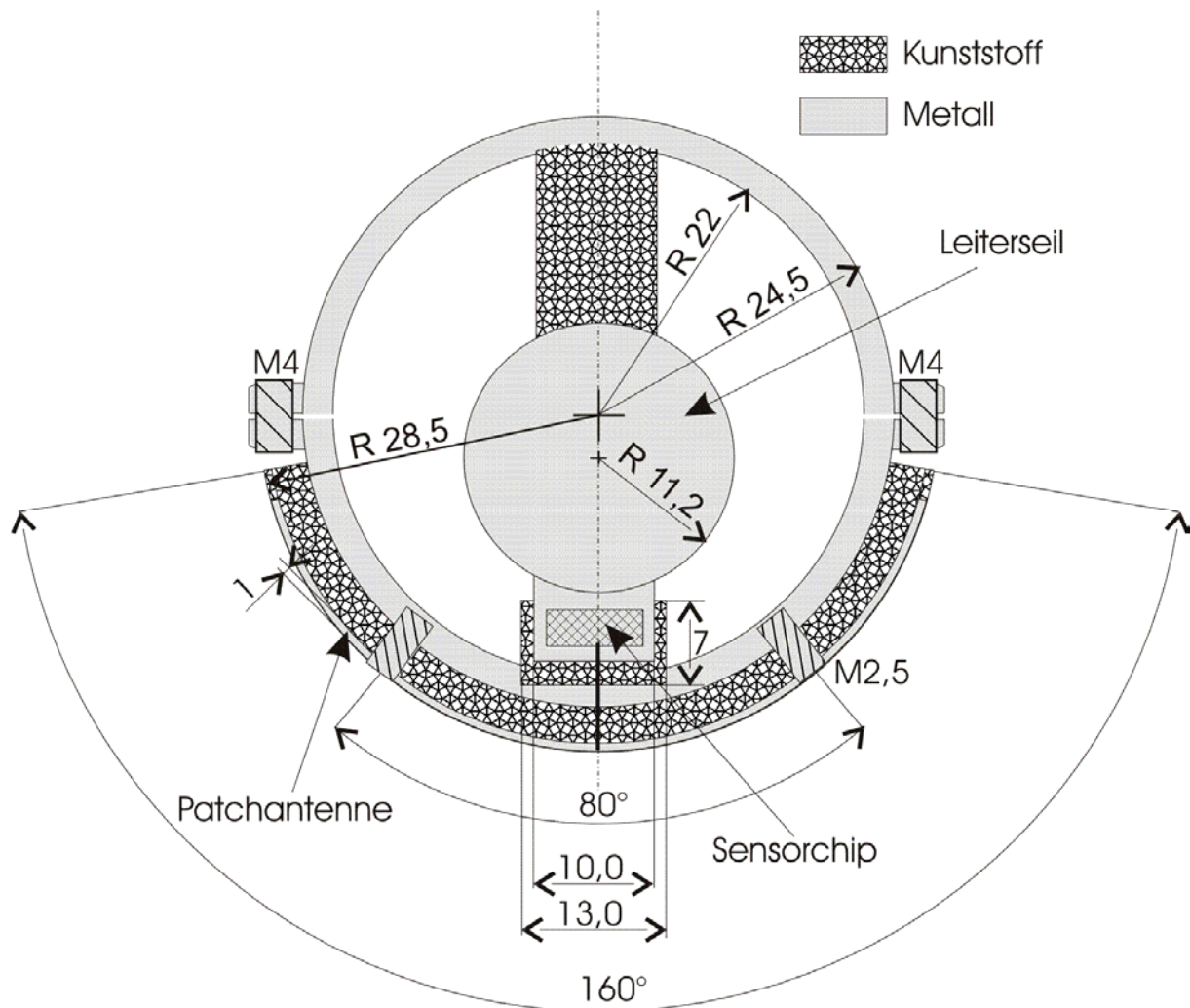


Abbildung 7.24: Vereinfachte Zeichnung - Thermisch optimierter FOFW-Sensor

Das Ziel der Optimierung in diesem Kapitel ist es zu zeigen, welche Richtung einzuschlagen ist, um die thermischen Eigenschaften des Sensors zu verbessern.

Das Wichtigste bei dem thermisch optimierten Sensor ist, dass der Sensorchip einen möglichst direkten Kontakt mit dem Leiterseil hat, damit der Sensor sehr schnell auf die Stromänderungen (Temperaturänderungen) reagieren kann. Weiterhin muss man vermeiden, dass sich andere metallische Teile des Sensorgehäuses erwärmen. Die Wärme des Seils sollte nur zu dem Sensorchip gelangen. Dabei sollten Sonne und Wind beim Sensor die gleiche Wirkung haben wie beim Leiterseil. Ein optimierter Sensor sollte möglichst die gleiche Zeitkonstante haben wie das Leiterseil. Diese Anforderungen sind aber wegen der Ausdehnung Sensorantenne und des erforderlichen Schutzes gegen Umwelteinflüsse in der Praxis nicht erfüllbar, und es verbleibt immer eine gewisse Messunsicherheit, trotz eines optimierten Sensors. Im Weiteren wird ein thermisch optimierter FOFW-Sensor vorgestellt, der mit einer Messunsicherheit kleiner 4 K unter Laborbedingungen arbeitet.

Der FOFW-Sensor (**Abbildung 7.23**) besteht aus einem dünnen gebogenen Blech, das mit vier Schrauben mit den zwei kleinen Gegenstücken verschraubt wird. Der Abstand zwischen diesem Blech und der Patchantenne ist mit Teflon ausgefüllt, welches als Trägmateriale für die Antenne dient. Der Sensorchip befindet sich dabei in einem kleinen Aluminium-Gehäuse, welches direkt am Leiterseil sitzt. Damit vermeidet man weiteren Wärmetransport vom Gehäuse zu dem gebogenen Blech, weil dieses mit einem Kunststoff thermisch isoliert ist. Die zwei kleinen Gegenstücke, die mit dem Blech zusammen verschraubt sind, werden wieder mit einem Kunststoffblock vom Leiterseil thermisch isoliert, um Wärmetransport vom Leiterseil zu den Gegenstücken zu vermeiden. Damit wird erreicht, dass die Wärme vom Leiterseil nur zu dem Sensorchip bzw. seinem kleinen Gehäuse geht. Aus diesem Grund reagiert der Sensor fast sofort auf die Stromänderungen (Temperaturänderungen), und die größte Abweichung liegt dann im stationären Zustand vor und nicht z.B. nach ca. 30 Minuten, wie es der Fall beim thermisch nicht optimierten Sensor in Kapitel 7.4.2 war. Die Sensortemperatur kann auch bei diesem Sensor wieder kleiner oder größer sein als die Seiltemperatur.

Die maximale Abweichung der Sensortemperatur liegt gegenüber der Seiltemperatur bei Laborbedingungen (ohne Wind und Sonneneinstrahlung) unterhalb von 4 K (siehe **Abbildung 7.25** und **Abbildung 7.25**).

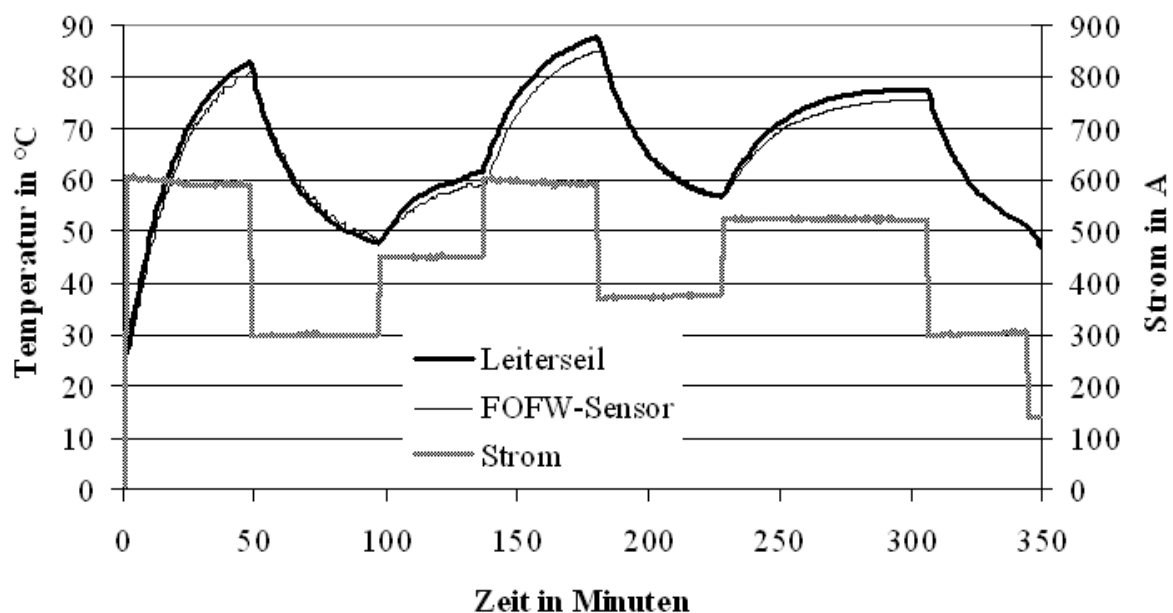


Abbildung 7.25: Erwärmungs- und Abkühlungsverhalten bei Stromsprüngen

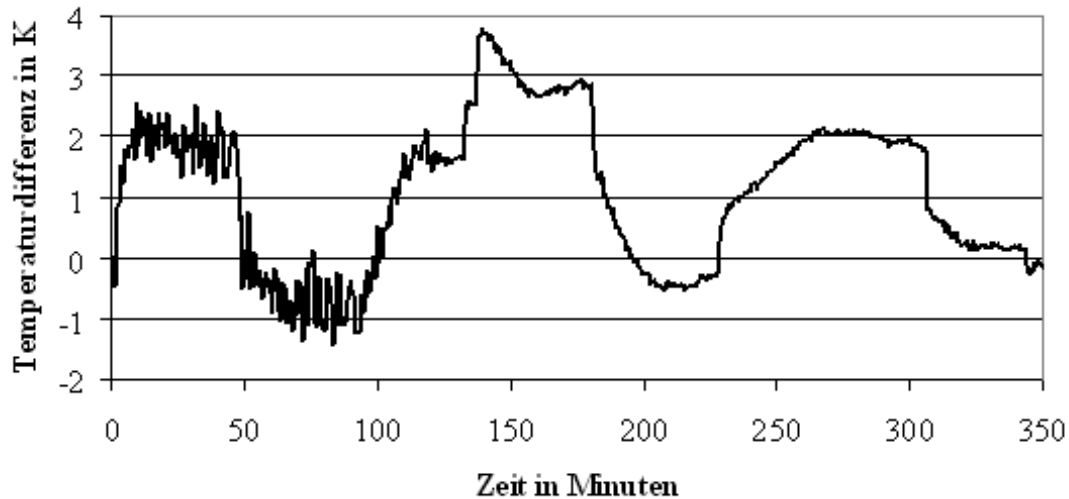


Abbildung 7.26: Temperaturdifferenzen zwischen Leiterseil- und Sensortemperatur bei Stromsprüngen

7.6 Einflussgrößen und ihre Wirkung

Mit der statistischen Versuchsplanung (Kapitel 2.4) lassen sich mit relativ wenigen Versuchen die wesentlichen Einflussgrößen und deren Zusammenhänge untereinander bestimmen. Diese wird mit Hilfe der sogenannten Beschreibungsfunktion (Kapitel 2.4, Gleichung 2.26) durchgeführt. Die Beschreibungsfunktion ist für den Fall des Leiterseils eine Beschreibungsfunktion mit linearen, Wechselwirkungs- und quadratischen Gliedern. Im Folgenden wird solch eine Beschreibungsfunktion für ein Seil Al/St 265/35 bestimmt.

Die Einflussparameter sind dabei:

- Belastungsstrom I in A,
- Umgebungstemperatur ϑ_u in $^{\circ}\text{C}$,
- Windgeschwindigkeit v in m/s,
- Globalstrahlung P_{SHmax} in W/m^2 und
- Emissionszahl ε_l .

Der Einfluss der Windrichtung wird zunächst nicht berücksichtigt.

Die Zielgröße ist dann:

- Leiterseiltemperatur ϑ_l in $^{\circ}\text{C}$.

Damit man dimensionslose Größen erhält und die Berechnung sich vereinfacht, werden zunächst die Einflussparameter normiert (siehe **Tabelle 7.4**). Der Minimalwert beträgt -1 und

der Maximalwert +1. Die quadratischen Abhängigkeiten werden dann mit normierten Werten bis $\pm 1,596$ untersucht.

Tabelle 7.4: Einflussparameter und deren Normierung

Einflussparameter	Einheit	Minimum	Mitte	Maximum		
		-1	0	+1	-1,596	+1,596
Windgeschwindigkeit	m/s	1,12	3	4,88	0	6
Umgebungstemperatur	°C	-8,8	10	28,8	-20	40
Globalstrahlung	W/m ²	186,7	500	813,28	0	1000
Emissionszahl	-	0,26	0,53	0,79	0,1	0,95
Belastungsstrom	A	260	680	1100	9,7	1350

In **Tabelle 7.5** sind alle Kombinationen der Einflussgrößen aufgelistet, die mit der Wärmenetzmethode simuliert werden mussten, damit man die Beschreibungsfunktion erstellen kann. Die letzte Spalte in der Tabelle ist dann die mit der Wärmenetzmethode berechnete Leiterseiltemperatur ϑ_L . Mit diesen Temperaturen werden dann die Koeffizienten b für die Beschreibungsfunktion des Seiles (Gleichung 7.10) mit Hilfe der Gleichungen 2.27 – 2.30 (Kapitel 2.4) bestimmt.

Tabelle 7.5: Simulierte Versuche

ν -	ϑ_u -	P_{SHmax} -	ε_l -	I -	$\vartheta_L (Q_r)$ in °C
0	0	0	0	0	32,0
-1	-1	-1	-1	-1	-2,6
1	-1	-1	-1	-1	-6,2
-1	1	-1	-1	-1	34,5
1	1	-1	-1	-1	31,2
-1	-1	1	-1	-1	-0,1
1	-1	1	-1	-1	-5,2
-1	1	1	-1	-1	37,1
1	1	1	-1	-1	32,3
-1	-1	-1	1	-1	-0,2
1	-1	-1	1	-1	-5,0
-1	1	-1	1	-1	34,5
1	1	-1	1	-1	31,4
-1	-1	1	1	-1	6,5
1	-1	1	1	-1	-2,0
-1	1	1	1	-1	41,0
1	1	1	1	-1	34,4
-1	-1	-1	-1	1	108,3
1	-1	-1	-1	1	31,3
-1	1	-1	-1	1	160,3
1	1	-1	-1	1	76,0
-1	-1	1	-1	1	111,6
1	-1	1	-1	1	32,5
-1	1	1	-1	1	163,3
1	1	1	-1	1	77,3
-1	-1	-1	1	1	88,9
1	-1	-1	1	1	30,3
-1	1	-1	1	1	128,4
1	1	-1	1	1	72,1
-1	-1	1	1	1	96,3
1	-1	1	1	1	33,8
-1	1	1	1	1	135,0
1	1	1	1	1	75,6
1,596	0	0	0	0	24,4
-1,596	0	0	0	0	80,1
0	1,596	0	0	0	63,0
0	-1,596	0	0	0	0,7
0	0	1,596	0	0	34,4
0	0	-1,596	0	0	29,7
0	0	0	1,596	0	32,7
0	0	0	-1,596	0	31,3
0	0	0	0	1,596	111,2
0	0	0	0	-1,596	12,5

Die normierte Beschreibungsfunktion (Approximationsfunktion) für das Leiterseil Al/St 265/35 ergibt:

$$\begin{aligned}
 \text{linear} \quad \vartheta_L &= 31,31 - 18,65 \cdot v + 20,1 \cdot \vartheta_u + 1,71 \cdot \varepsilon_1 - 2,12 \cdot P_{\text{SHmax}} + 35,5 \cdot I - \\
 \text{Wechselwirkung} \quad &- 0,14 \cdot v \cdot \vartheta_u - 0,66 \cdot v \cdot \varepsilon_1 + 2,61 \cdot v \cdot P_{\text{SHmax}} - 16,35 \cdot v \cdot I - \\
 &- 0,04 \cdot \vartheta_u \cdot \varepsilon_1 - 1,21 \cdot \vartheta_u \cdot P_{\text{SHmax}} + 2 \cdot \vartheta_u \cdot I + \\
 &+ 0,76 \cdot \varepsilon_1 \cdot P_{\text{SHmax}} + 0,1 \cdot \varepsilon_1 \cdot I - \\
 &- 3,74 \cdot P_{\text{SHmax}} \cdot I + \\
 \text{quadratisch} \quad &+ 8,27 \cdot v \cdot v + 0,26 \cdot \vartheta_u \cdot \vartheta_u + 0,33 \cdot \varepsilon_1 \cdot \varepsilon_1 + 0,31 \cdot P_{\text{SHmax}} \cdot P_{\text{SHmax}} + 12,05 \cdot I \cdot I
 \end{aligned}
 \quad (\text{Gl. 7.10})$$

Aus den Werten der Einflussparameter in der normierten Approximationsfunktion (Gleichung 7.10) ist der Einfluss einzelner Parameter und ihrer Kombinationen deutlich erkennbar. In der ersten Zeile der Gleichung findet man die linearen Glieder, in der zweiten bis fünften die Wechselwirkungsglieder und in der letzte Zeile die quadratischen Wirkungsglieder.

Tabelle 7.6: Einfluss einzelner Parameter und ihrer Kombinationen

	v	ϑ_u	P_{SHmax}	ε_1	I
	-18,65	20,10	1,71	-2,11	35,51
v	8,27	-0,14	-0,66	2,61	-16,35
ϑ_u		0,26	-0,04	-1,21	2,00
P_{SHmax}			0,33	0,76	-3,74
ε_1				0,31	-3,74
I					12,05

Den größten Einfluss (siehe **Tabelle 7.6**) auf die Leiterseiltemperatur hat der Strom, dann die Umgebungstemperatur und schließlich die Windgeschwindigkeit.

Man kann den Einfluss der einzelnen Parameter noch verdeutlichen, wenn ein Parameter von seinem Minimal- bis zu seinem Maximalwert variiert wird, während alle andere Parameter auf dem Mittelwert konstant gehalten werden. Die Berechnung erfolgt für alle fünf Einflussgrößen. Die Ergebnisse stellt **Abbildung 7.27** dar. Auch an der Steilheit der Kurven kann man erkennen, dass Strom, Windgeschwindigkeit und Umgebungstemperatur den größten Einfluss haben. Die Globalstrahlung und Emissionszahl haben dagegen einen geringen Einfluss auf die Leiterseiltemperatur. Man kann weiterhin erkennen, dass die Leiterseiltemperatur sich nicht linear mit dem Strom ändert, sondern mit dem Quadrat des Stroms. Die Windgeschwindigkeit hat auch einen nichtlinearen Einfluss auf die

Leiterseiltemperatur. Mit der Umgebungstemperatur ändert sich die Leiterseiltemperatur linear.

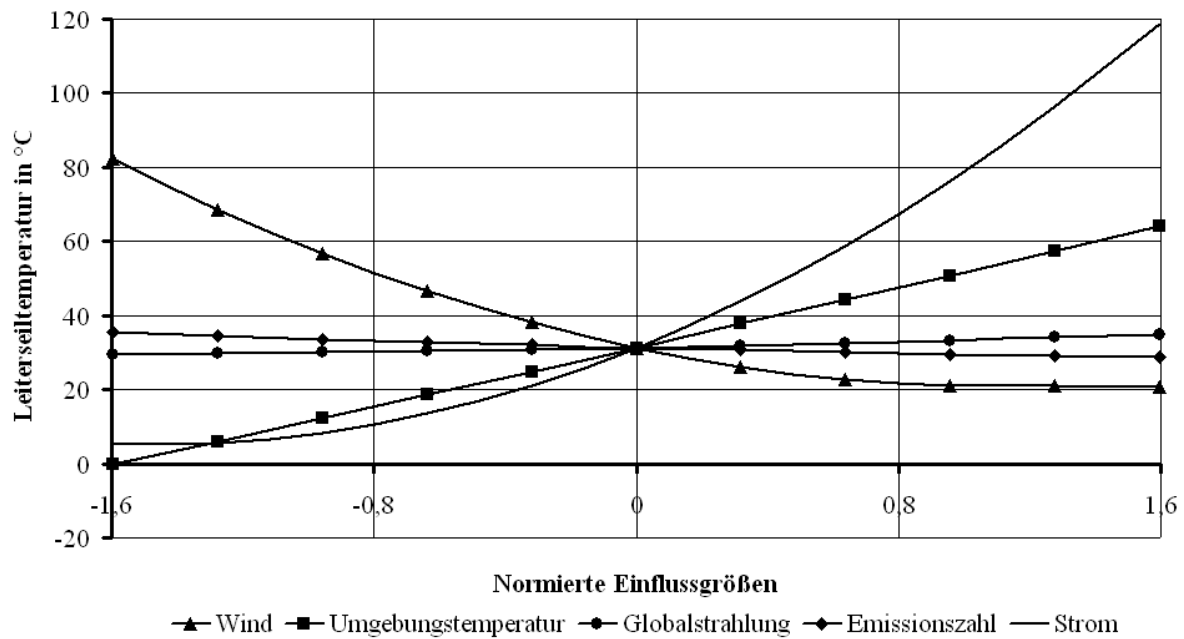


Abbildung 7.27: Einfluss der untersuchten Parameter auf die Leiterseiltemperatur

Für den FOFW-Sensor inklusive dem dazugehörigen Leiterseilstück (Kapitel 7.4) wurde nach gleichem Prinzip wie für das Leiterseil die normierte Beschreibungsfunktion ermittelt:

$$\begin{aligned}
 \vartheta_L = & 27,64 - 15,14 \cdot v + 19,4 \cdot \vartheta_u + 1,93 \cdot \varepsilon_1 - 1,37 \cdot P_{SHmax} + 27,08 \cdot I + \\
 & + 0,02 \cdot v \cdot \vartheta_u - 0,69 \cdot v \cdot \varepsilon_1 + 2,03 \cdot v \cdot P_{SHmax} - 12,83 \cdot v \cdot I - \\
 & - 0,04 \cdot \vartheta_u \cdot \varepsilon_1 - 1,14 \cdot \vartheta_u \cdot P_{SHmax} + 1,45 \cdot \vartheta_u \cdot I + \\
 & + 0,85 \cdot \varepsilon_1 \cdot P_{SHmax} + 0,07 \cdot \varepsilon_1 \cdot I - \\
 & - 3,12 \cdot P_{SHmax} \cdot I + \\
 & + 6,87 \cdot v \cdot v + 0,15 \cdot \vartheta_u \cdot \vartheta_u + 0,23 \cdot \varepsilon_1 \cdot \varepsilon_1 + 0,2 \cdot P_{SHmax} \cdot P_{SHmax} + 8,74 \cdot I \cdot I
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 7.11}$$

Die Einflussparameter und deren Normierung wurden wie für das Leiterseil gewählt (siehe **Tabelle 7.4**).

Die Ergebnisse sind vergleichbar mit denen für das Leiterseil: den größten Einfluss hat der Strom, dann die Umgebungstemperatur und danach die Windgeschwindigkeit. Um den Einfluss der einzelnen Parameter noch zu verdeutlichen, wurde nun jeder Parameter von seinem Minimalwert bis zu Maximalwert variiert, während alle anderen Parameter auf ihrem Mittelwert konstant gehalten werden. Die Berechnung erfolgte für alle fünf Einflussgrößen. Die Ergebnisse stellt **Abbildung 7.28** dar.

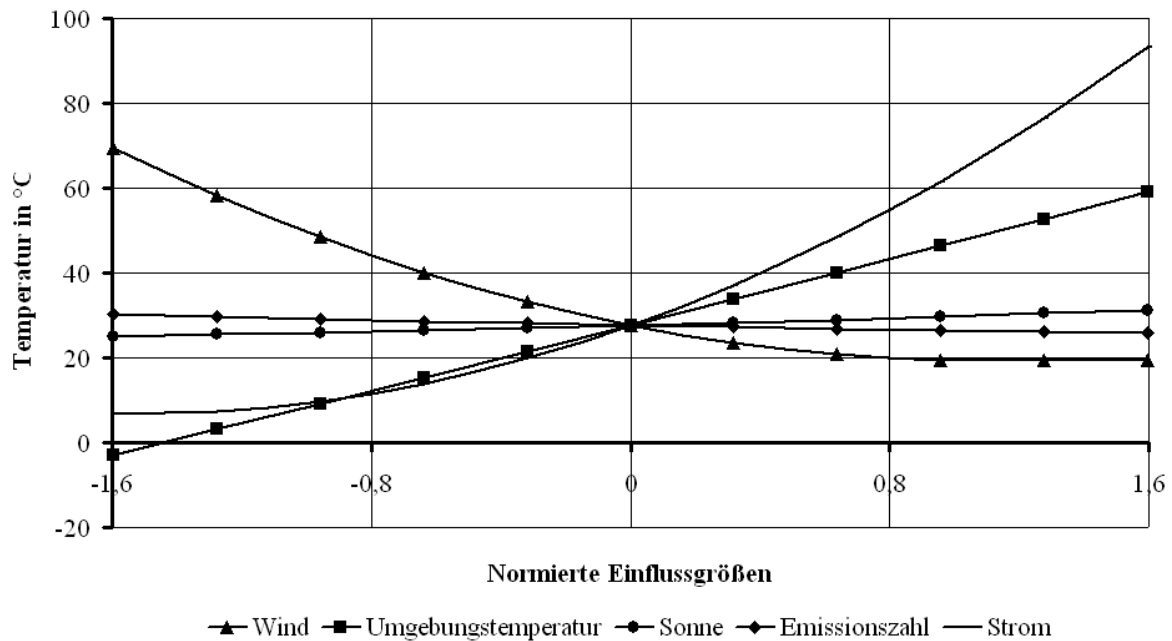


Abbildung 7.28: Einfluss der untersuchten Parameter auf die Sensortemperatur

7.7 Korrekturrechnung

7.7.1 Theorie

Das Systemverhalten wird mit einer Funktion beschrieben, die abhängig vom Zeitverlauf der Eingangsgröße ist. Sinusförmige Eingangsgrößen werden mit komplexen Übertragungsfunktionen beschrieben, sprungförmige Eingangsgrößen mit Übergangsfunktionen und impulsförmige Eingangsgrößen mit Gewichtsfunktionen. Bei bekanntem Zeitverlauf der Eingangsgröße ist es mit Hilfe einer Beschreibungsfunktion des Systems möglich, die Ausgangsgröße zu ermitteln. Dabei können alle drei Beschreibungsfunktionen verwendet werden. Die Gewichtsfunktion lässt sich aber am einfachsten entweder rechnerisch oder messtechnisch ermitteln und wird deshalb gerade für diese Korrelationsrechnung verwendet [Böhm-92].

Die Gewichtsfunktion $g(\tau)$ ist ein Maß dafür, wie die Eingangsgröße x_e zum Zeitpunkt t und zu den davor liegenden Zeiten $(t-\tau)$ die Ausgangsgröße x_a bestimmt. Die Ausgangsgröße wird durch das Faltungsintegral bestimmt [Böhm-92]:

$$x_a(t) = \int_0^t g(\tau) x_e(t-\tau) d\tau \quad (\text{Gl. 7.12})$$

In der Praxis benutzt man aber nicht die kontinuierliche Faltung, sondern die diskontinuierliche. Die Eingangsfunktion $x_e(t)$ wird dazu in Rechteckimpulse gleichen

Zeitintervalls ΔT zerlegt; die Gewichtsfunktion benötigt man dann nur in Abständen von ΔT . Die Ausgangsgröße $x_a(k\Delta T)$ zum Zeitpunkt k wird dann bestimmt nach [Böhm-92]:

$$x_a(k\Delta T) = \Delta T \sum_{l=0}^j g(l\Delta T) x_e([k-l]\Delta T) \quad (\text{Gl. 7.13})$$

Die Gewichtsfunktion wird für praktische Anwendungen nach ausreichend großen Zeiten immer zu Null. Diese Zeit, nach der die Gewichtsfunktion Null wird, nennt man Gedächtniszeit. Das bedeutet, dass die Eingangsgröße, die vor dieser Zeit einwirkte, keinen Einfluss mehr auf die Ausgangsgröße hat [Böhm-92].

Bei mehreren Eingangsgrößen existieren mehrere Gewichtsfunktionen g_i und ihre Wirkungen werden dann addiert [Böhm-92]:

$$x_a(k\Delta T) = \Delta T \sum_{i=1}^n \sum_{l=0}^j g_i(l\Delta T) x_{ei}([k-l]\Delta T) \quad (\text{Gl. 7.14})$$

Dies gilt nur für lineare Systeme. Für einen nichtlinearen Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße ist die Addition nicht möglich.

Die Gleichungen 7.12 – 7.14 beschreiben die Operation der Faltung. Der umgekehrte Vorgang, aus bekannter Ausgangsgröße mit Hilfe von Gewichtsfunktion die Eingangsgröße zu bestimmen, heißt Entfaltung. Im Allgemeinen geht bei der Faltung Information verloren, und bei der Entfaltung muss diese wieder hergestellt werden. Aus diesem Grund ist der Entfaltungsvorgang numerisch instabil, und es können Oszillationen auftreten. Die Entfaltung kann nicht direkt berechnet werden. Eine Berechnung ist aber im Frequenzbereich nach einer Fourier-Transformation möglich (Faltungssatz). Erst wird aus der Ausgangsgröße und der Gewichtsfunktion deren Fourier-Transformation berechnet. Dann kann man durch eine Division von Ausgangsgröße durch Gewichtsfunktion die Eingangsgröße im Frequenzbereich erhalten. Nach der inversen Fourier-Transformation der Eingangsgröße erhält man diese dann im Zeitbereich. Diese Lösung ist aber nicht immer anwendbar, da die Ausgangsgröße nicht eindeutig sein muss oder die Gewichtsfunktion Nullstellen enthalten kann.

7.7.2 Beispiel - Korrekturrechnung

In Kapitel 7.4.2 wurde berichtet, dass der FOFW-Sensor die Leiterseiltemperatur besonders bei größeren Strömen stark verfälscht. Der erste Ansatz war die Entwicklung eines thermisch optimierten Sensors, der in Kapitel 7.5 vorgestellt wurde. Der zweite Ansatz zur Temperaturbestimmung am Leiterseil ist eine Korrekturrechnung des verfälschten Wertes des

FOFW-Sensors. Im Folgenden wird eine Korrekturrechnung für einen thermisch nicht optimierten FOFW-Sensor (Kapitel 7.4) vorgestellt, der auf einem Leiterseil Al/St 265/35 montiert ist. Man muss dabei von der bekannten (gemessenen) Sensortemperatur auf die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur mit Hilfe von Entfaltung und Faltung schließen. Die Eingangsgrößen für das Seil und gleichzeitig auch für den FOFW-Sensor unter realen Bedingungen sind:

- Belastungsstrom I in A,
- Umgebungstemperatur ϑ_u in °C,
- Windgeschwindigkeit v in m/s,
- Windrichtung φ_{Wind} in °,
- Globalstrahlung P_{SHmax} in W/m² und
- Emissionszahl ε_l .

Die Korrekturrechnung wurde im Labor getestet (ohne Wind, Sonne, etc.), aus diesem Grund begrenzen sich die Eingangsgrößen auf:

- Belastungsstrom I in A,
- Umgebungstemperatur ϑ_u in °C.

Die Ausgangsgröße ist dann:

- Sensortemperatur in °C.

Sowohl das Leiterseil als auch der Sensor haben die gleichen Eingangsgrößen. Das bedeutet, dass diese für beide gleich sind. Die Gewichtsfunktionen dagegen sind unterschiedlich. Der Grund dafür ist, dass die Eingangsgrößen beim Seil andere Auswirkungen haben als beim Sensor. Als Beispiel sind in **Abbildung 7.29** die Gewichtsfunktion des Seils und des Sensors dargestellt. Diese wurden mit der Wärmenetzmethode (Kapitel 3.4) berechnet.

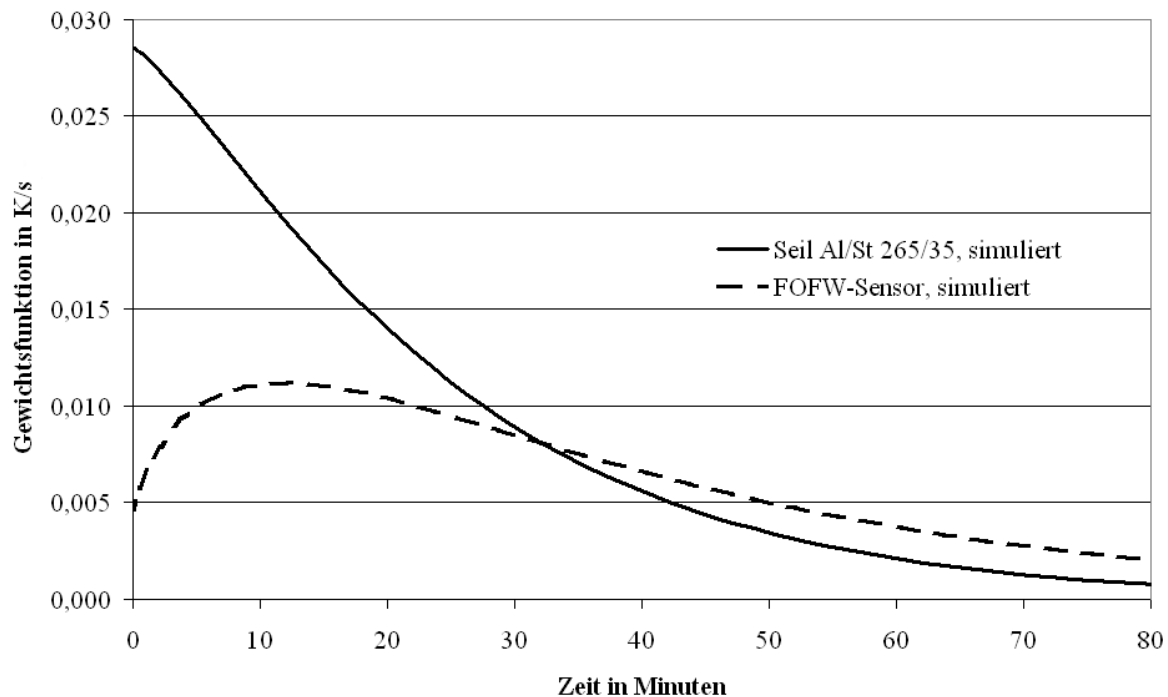
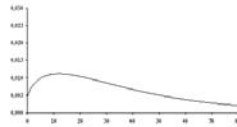


Abbildung 7.29: Gewichtsfunction für das Leiterseil Al/St 265/35 und den FOFW-Sensor; mittels Wärmenetzmethode simuliert

Weiterhin ist es wichtig zu klären, ob sich die Eingangsgrößen linear mit den Ausgangsgrößen ändern. Nur die linearen Zusammenhänge können in der Korrekturrechnung berücksichtigt werden. Die Antwort auf die Frage, ob es sich um lineare Zusammenhänge handelt, wurde in Kapitel 7.6 betrachtet. Man sieht hier, dass sich sowohl die Sensortemperatur als auch die Leiterseiltemperatur linear mit dem Stromquadrat, der Umgebungstemperatur, der Emissionszahl, und der Sonneneinstrahlung ändern (**Abbildung 7.27** und **Abbildung 7.28**). Mit der Windgeschwindigkeit ändert sich die Temperatur aber nicht linear. Aus diesem Grund kann diese nicht in der Korrekturrechnung berücksichtigt werden, und man muss vom „worst case“ ausgehen, welcher in der Praxis einer Windgeschwindigkeit von 0,6 m/s entspricht.

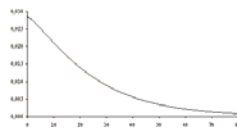
Das Prinzip der Korrekturrechnung zeigt **Abbildung 7.30**. Man misst mit der FOFW-Technik die verfälschte Leiterseiltemperatur. Über die Entfaltung mit Hilfe der Gewichtsfunction des Sensors kann man auf die Eingangsgröße (sogenannter Lastparameter) schließen. Der Lastparameter ist für das Seil gleich dem für den FOFW-Sensor. Dann kann die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur über die Faltung mit dem Lastparameter mit Hilfe der Gewichtsfunction des Leiterseils berechnet werden.

Entfaltung



gemessene Sensortemperatur + Gewichtsfunktion Sensor \Rightarrow Lastparameter

Faltung



Lastparameter + Gewichtsfunktion Leiterseil \Rightarrow berechnete Seiltemperatur

Abbildung 7.30: Prinzip der Korrekturrechnung

Für die Untersuchung der Korrekturrechnung im Labor wurde ein 6 m langes Leiterseil Al/St 265/35 an einen Hochstromtransformator angeschlossen (siehe Kapitel 7.4.2, **Abbildung 7.15**). Der FOFW-Sensor wurde in der Mitte des Seils montiert. Die FOFW-Sensortemperatur wurde mit der FOFW-Technik gemessen. Damit man die Ergebnisse der Korrekturrechnung vergleichen kann, wurde zusätzlich mit einem Thermoelement Typ T die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur (1,5 m entfernt vom Sensor) und der Strom gemessen. Der Abstand zwischen zwei Werten bei allen gemessenen Größen betrug 1 Minute. Entsprechend dazu wurde auch die Gewichtsfunktion in einminütige Intervalle zerlegt. Die Berechnung wurde mit einer graphischen Programmiersprache (Labview) realisiert. Das Blockschaltbild des Programms ist in **Abbildung 7.31** dargestellt. Die Gewichtsfunktionen des Sensors $g_{\text{sensor}}(l\Delta T)$ und des Leiterseils $g_{\text{seil}}(l\Delta T)$ wurden aus der Antwort auf einen Stromsprung von 0 auf 587 A bei einer Umgebungstemperatur von 23,5 °C ermittelt. Sie wurden dann im Programm selbst auf diesen Strom normiert.

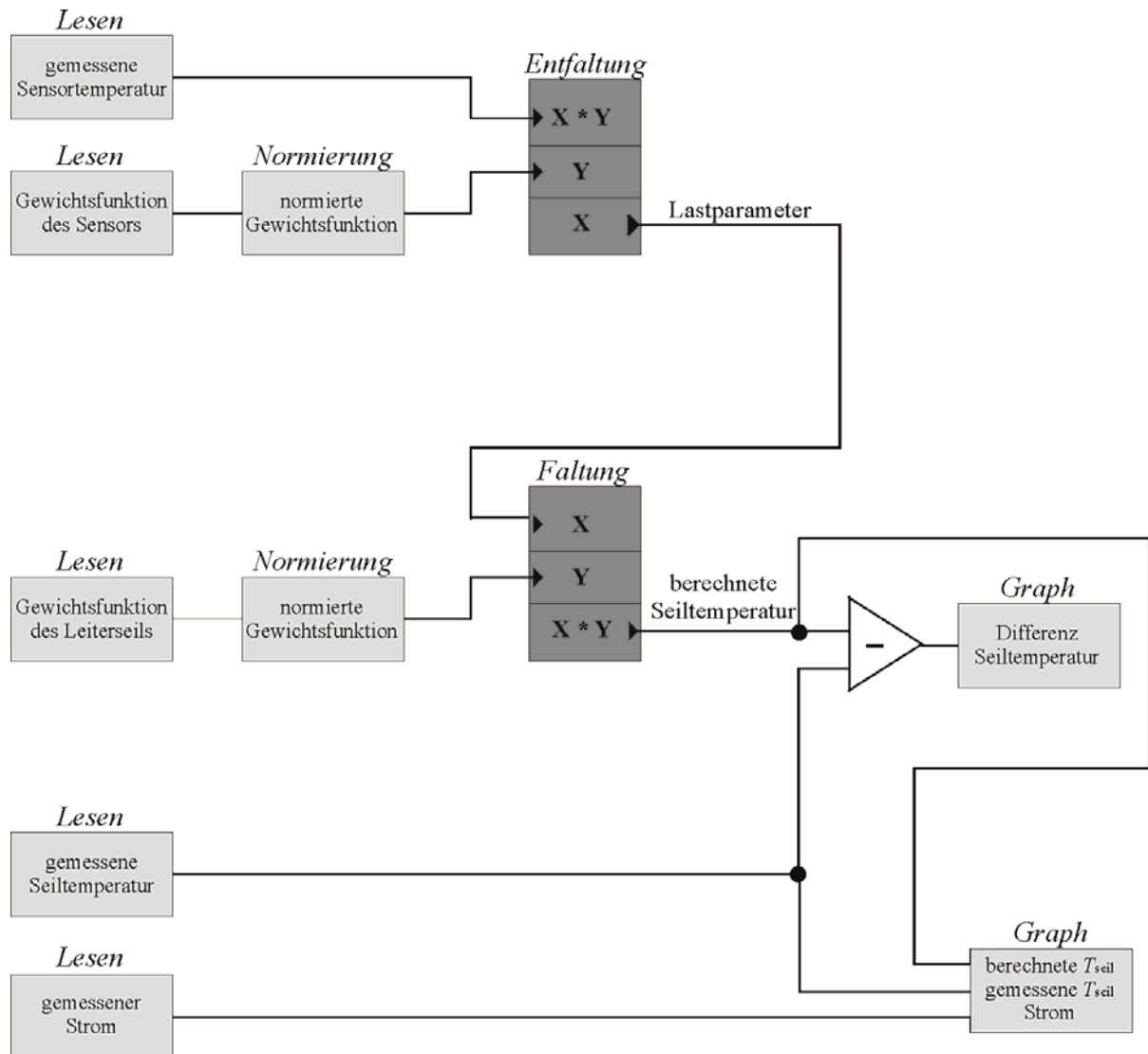


Abbildung 7.31: Blockschaltbild des Programms in Labview

Abbildung 7.32 zeigt das Beispiel einer Korrekturrechnung. Die Messunsicherheit beträgt maximal $\pm 3,5$ K.

In der Praxis können nur Eingangsgrößen berücksichtigt werden, die sich linear mit Leiterseil- und Sensortemperatur ändern. Die Windgeschwindigkeit gehört nicht dazu, daher muss man hier den ungünstigsten Fall annehmen. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, schon mit einem optimierten Sensor zu arbeiten und zusätzlich mit Hilfe der Korrekturrechnung die Messunsicherheit noch weiter zu verbessern.

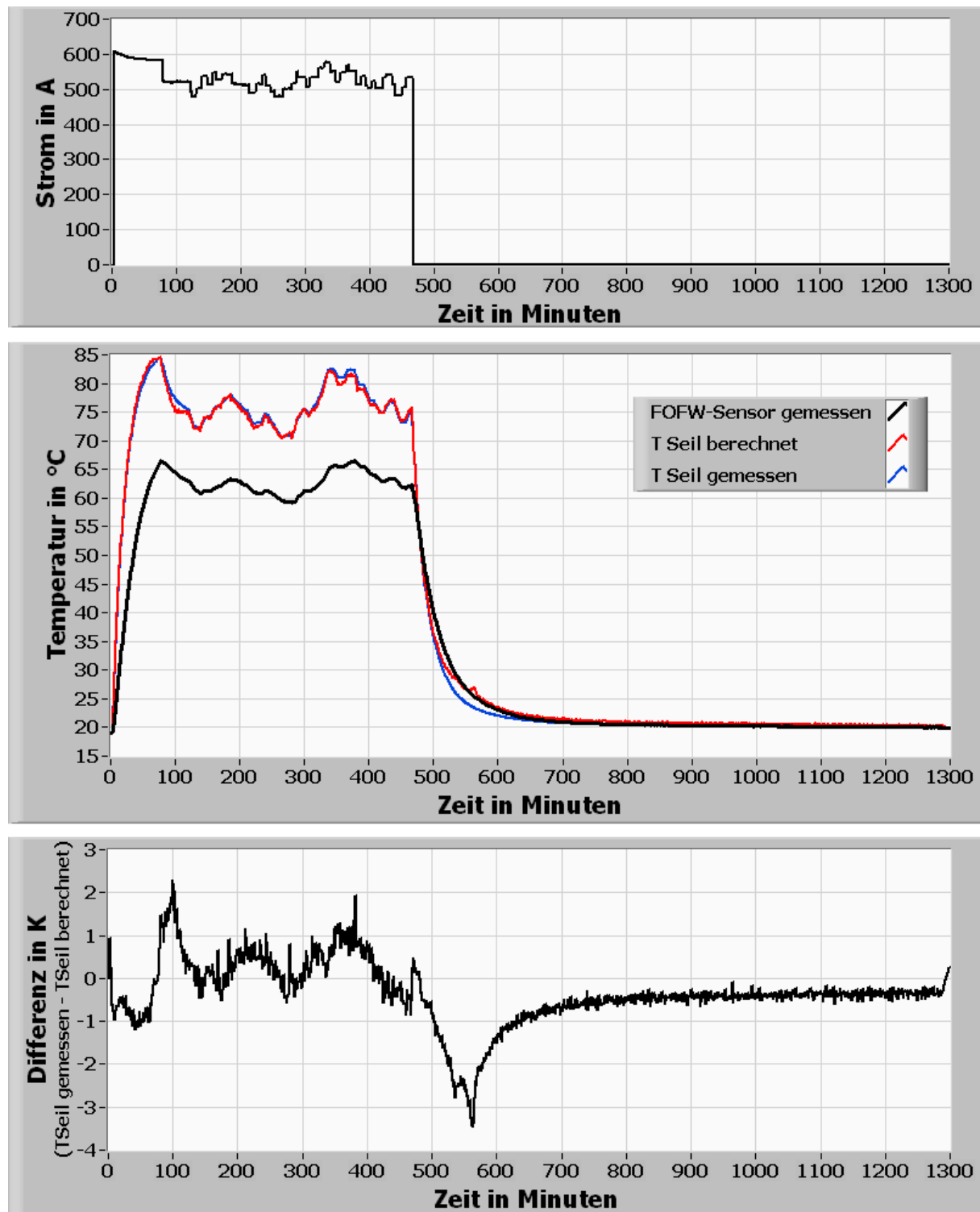


Abbildung 7.32: Beispiel der Korrekturrechnung,
Mitte: die gemessene Seil- und Sensortemperatur und die berechnete Seiltemperatur,
unten: Differenz zwischen der gemessenen und berechneten Seiltemperatur

7.8 Feldversuche

Seit 2004 wurden mehrere Feldversuche installiert, teilweise mit fest installierten Abfragesystemen (d.h. es handelt sich um eine Online-Temperaturmessung), teilweise aber

auch mit mobilen Abfragesystemen (d.h. gelegentliche Temperaturmessung mit einem mobilen Messgerät):

- **März 2004** – fest installiertes Abfragesystem (123-kV-Freileitung – Oberwald, EnBW, Deutschland – siehe Kapitel 7.8.1),
- **April 2004** – mobiles Abfragesystem (245-kV-Freileitung – Bürstadt, RWE, Deutschland),
- **Juli 2005** – mobiles Abfragesystem (123-kV-Freileitung – Bürstadt, RWE, Deutschland),
- **August 2005** – fest installiertes Abfragesystem (420-kV-Freileitung - Erstfeld, Atel, Schweiz, erste Station – gemäßigte Zone – siehe Kapitel 7.8.2) [Weib-06],
- **August 2005** – nur der FOFW-Sensor wurde montiert, kein Messgerät (420-kV-Freileitung - Alp Caschlé, Atel, Schweiz, zweite Station – alpine Zone) [Weib-06],
- **September 2005** – fest installiertes Abfragesystem (420-kV-Freileitung, Atel, Schweiz, dritte Station – mediterrane Zone) [Weib-06].

Bei allen Feldversuchen wurden die passiven FOFW-Sensoren fest am Leiterseil montiert. Für die Montage der Abfrageantenne bestehen grundsätzlich zwei Alternativen: die Antenne kann entweder am Mast oder in Bodennähe installiert werden (siehe **Abbildung 7.33**).

Die Installation der Antenne am Boden (dies ist die typische Position für die mobile Abfrage) erweist sich als unproblematisch, da die Antenne zum Himmel strahlt und dadurch keine Probleme mit unerwünschten Reflexionen (das hochfrequente Signal wird an allen metallischen Oberflächen reflektiert!) aus der Umgebung auftreten (siehe Kapitel 7.8.2).

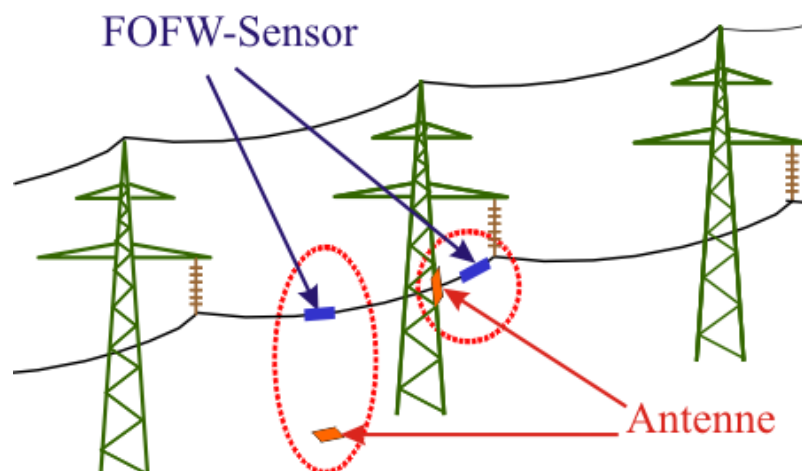


Abbildung 7.33: Mögliche Positionen der Abfrageantenne

7.8.1 Beispiel – Online-Versuch (Deutschland)

Der bisher am längsten laufende Feldversuch wurde im März 2004 in Deutschland gestartet. Der Sensor wurde innerhalb der Schaltanlage Oberwald (EnBW) an einer 123-kV-Freileitung montiert. Die FOFW-Technik befindet sich dabei in einem Schaltschrank direkt unter der Freileitung (siehe **Abbildung 7.34**). Die Energieversorgung wurde direkt über ein Kabel aus dem Kontrollraum realisiert, und die Daten wurden mittels eines Modems via Telefonleitung übertragen. Da der Abstand zum Boden gering ist (ca. 10 m) befindet sich die Abfrageantenne auf dem Dach des Schaltschranks und strahlt frei nach oben.

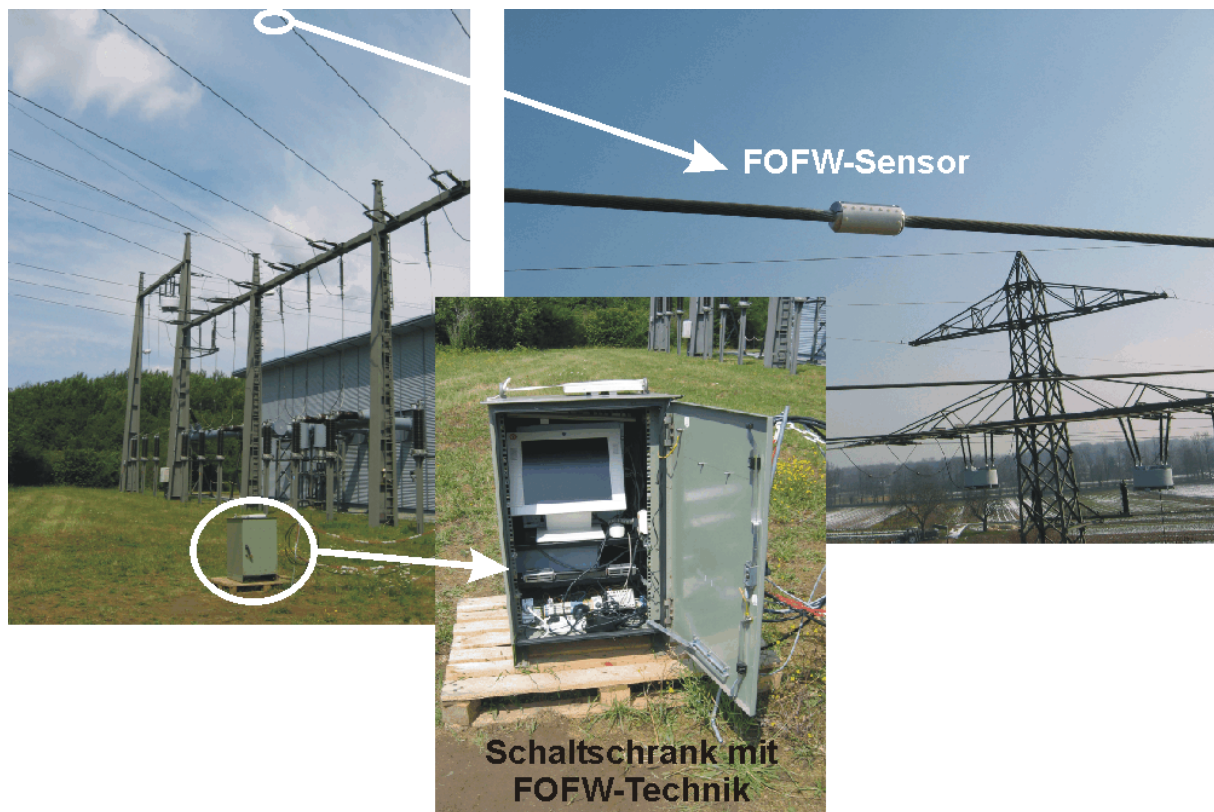


Abbildung 7.34: Online-Feldversuch, Schaltanlage Oberwald (EnBW), Deutschland – fest installiertes Abfragesystem (123-kV-Freileitung)

Da die Strombelastung der Freileitung niedrig (maximal nur bis zu ca. 150 A, was 22% des Nennstromes beträgt) war, „kopiert“ die mit dem FOFW-Sensor gemessene Leiterseiltemperatur praktisch die Umgebungstemperatur (siehe **Abbildung 7.35**). Der Sensor funktionierte während dieses dreijährigen Feldversuchs störungsfrei. Dies zeigt, dass das gewählte Design den klimatischen Anforderungen (Wärme, Kälte, Verschmutzung) gewachsen ist.

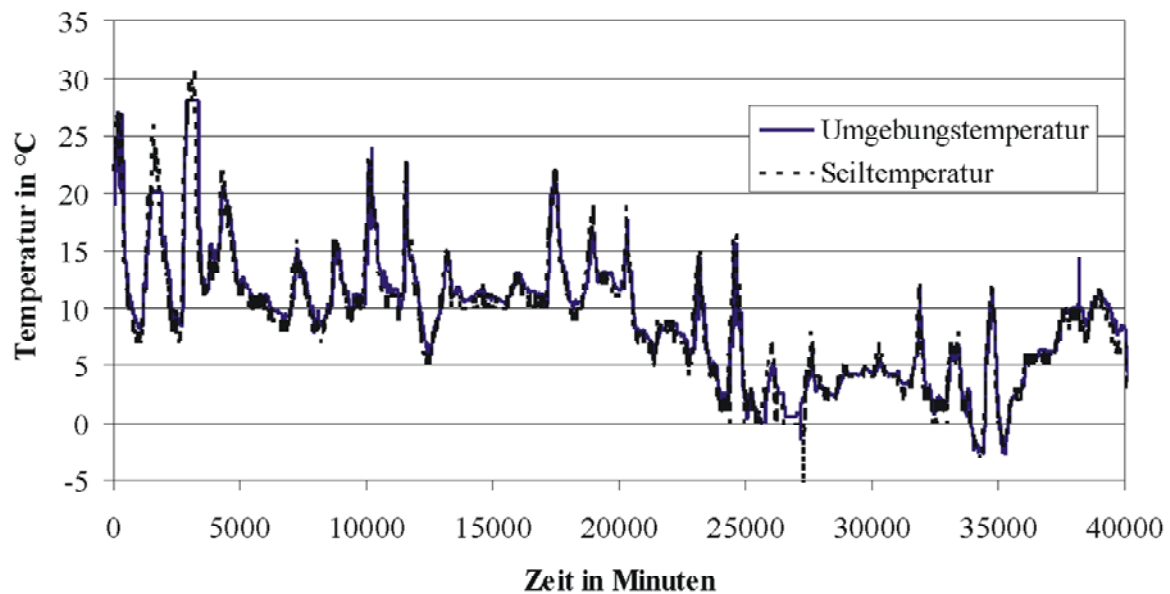


Abbildung 7.35: Messergebnisse Schaltanlage Oberwald, EnBW, Deutschland – mittels FOFW-Sensor gemessene Leiterseil- und Umgebungstemperatur über einen Zeitraum von ca. einem Monat

7.8.2 Beispiel – Online-Versuch (Schweiz)

Ein Beispiel für die Abfrage der Sensoren vom Mast aus stellen die zwei festen Abfrageeinheiten in der Schweiz dar. Im September 2003 hat Atel in einer Kooperation mit ETRANS ein Pilotprojekt zur Online-Überwachung von Freileitungen begonnen [Weib-06]. Es werden dabei verschiedene Methoden für das Online-Leiterseilmonitoring untersucht. Im Rahmen dieses Projektes wurden an drei Stellen der 420-kV-Freileitung Mettlen-Lavorgo¹⁰ FOFW-Sensoren installiert:

- Erstfeld, Schweiz, erste Station – gemäßigte Zone – fest installiertes Abfragesystem,
- Alp Caschlé, Schweiz, zweite Station – alpine Zone – nur der FOFW-Sensor wurde montiert, kein Messgerät und
- Tessin, Schweiz, dritte Station – mediterrane Zone – fest installiertes Abfragesystem.

Diese Freileitung führt auf einer Strecke von 105 km vom Umspannwerk Mettlen auf 417 m ü. NN (Kanton Uri) zum Umspannwerk Lavorgo (Kanton Tessin) auf 615 m ü. NN. Die

¹⁰ Ein zu großer Seildurchhang dieser Leitung war der erste Auslöser zu dem Blackout in Italien 2003.

Leitung ist als Zweierbündel ausgeführt, das Leiterseil besteht aus Aldrey (AlSiMg-Legierung) und hat folgende Parameter:

Seildurchmesser:	30,5 mm
Gewicht:	1,534 kg/m
Leiterquerschnitt	550 mm ²

Der maximal zulässige Dauerstrom für die Leiterseile beträgt 1830 A im Sommer und 2400 A im Winter.

Als ein Beispiel für die Abfrage vom Mast wird hier näher auf die Installation in Erstfeld eingegangen. Die Abfrageantenne ist dabei am Mast befestigt, das Abfragegerät befindet sich in einem Schaltschrank darunter (der Schaltschrank wurde am Fuß des Mastes montiert), siehe **Abbildung 7.36**. Der Sensor befindet sich in einer Unterschlaufung (**Abbildung 7.37**), über diese fließt ca. $\frac{1}{4}$ des gemessenen Stroms. Der Abstand zwischen Antenne und Sensor beträgt etwa 11 m. Neben der Temperatur, die der FOFW-Sensor misst, werden durch die Schweizer Firma Markasub AG auch noch die Umgebungstemperatur ($\pm 3^\circ\text{C}$), die Windgeschwindigkeit ($\pm 1,5\%$) und -richtung ($\pm 2^\circ$), die Nettostrahlung ($< 1\%$) und die relative Feuchtigkeit ($\pm 1\%$) mit einer professionellen Wetterstation ermittelt sowie der Strom durch den Energieversorger gemessen. Diese Werte werden in einem Messintervall von 10 Minuten (die Stromdaten in einem 5-Minuten-Intervall) erfasst und gespeichert. Die Energieversorgung für das Abfragegerät wird durch Solarpaneele gewährleistet. Die Messdaten werden online via GSM übertragen.

Die Auswahl der Montageposition des Sensors erfolgte durch den Betreiber. Aus thermischer Sicht ist diese Position nicht ganz optimal gewählt, da der Stromfluss durch den betroffenen Teilleiter nicht genau definiert ist und weil die dicht benachbarte Klemme das Leiterseil kühlt. Das beeinflusst die Aussagekraft des Feldversuchs, der nur die grundsätzliche Einsatzfähigkeit dieser Technik nachweisen soll, jedoch nur unwesentlich. Indes sollte der Sensor in zukünftigen Installationen mindestens drei thermische Ortskonstanten b weit von einer Klemme montiert werden, damit die unbeeinflusste Temperatur des Seils gemessen wird (siehe Kapitel 7.1, Gleichung 7.4).

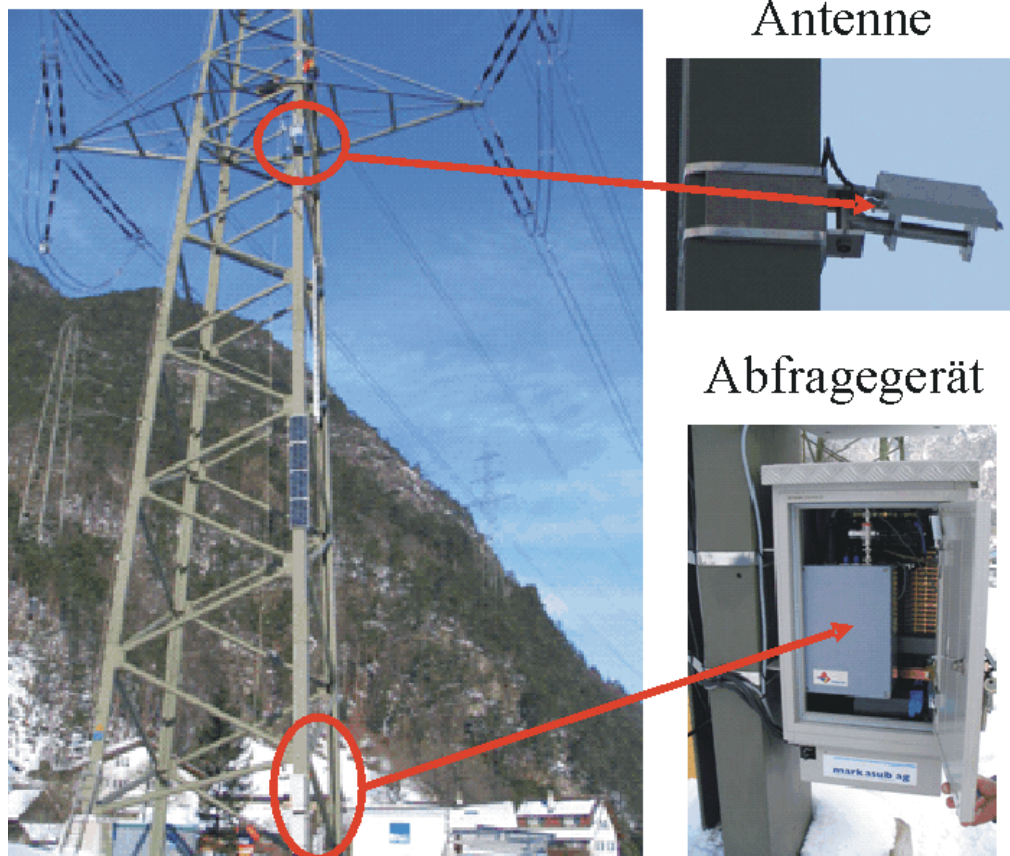


Abbildung 7.36: Online Feldversuch in Schweiz - fest installiertes Abfragesystem
(420-kV-Freileitung - Erstfeld, erste Station – gemäßigte Zone, Atel)

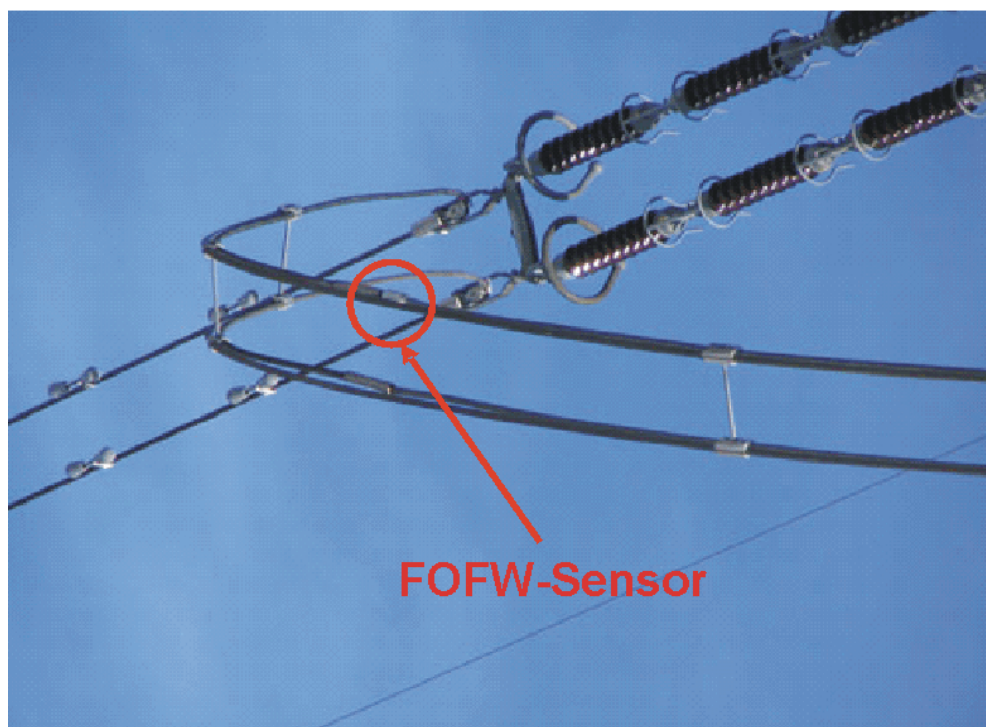


Abbildung 7.37: Online Feldversuch in Schweiz – Position des FOFW-Sensors
(420-kV-Freileitung - Erstfeld, erste Station – gemäßigte Zone, Atel)

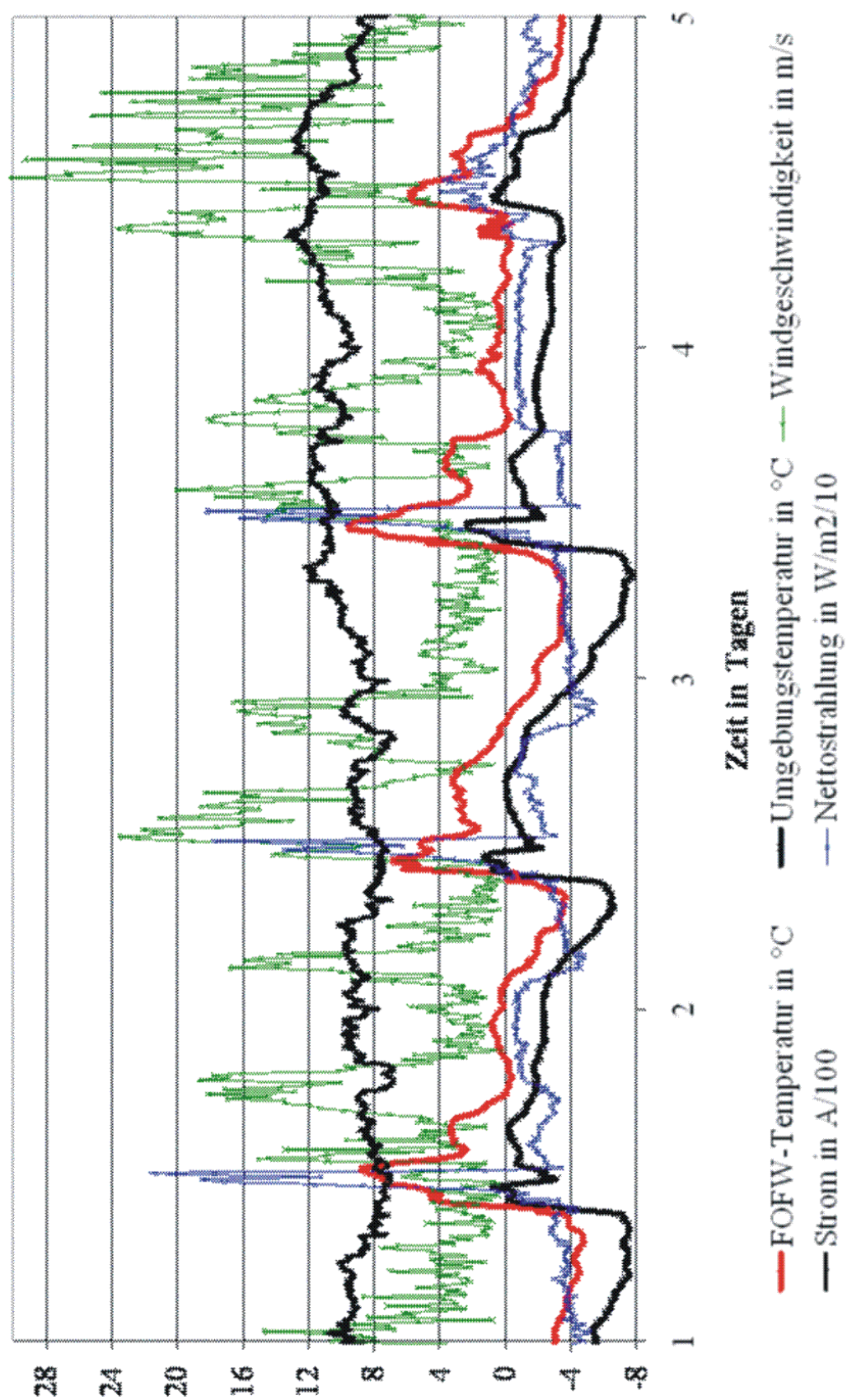


Abbildung 7.38: Messdaten Erstfeld vom 24.02.2005 bis 28.02.2005

Abbildung 7.38 zeigt einen Zeitraum vom 24.02.2005 bis zum 28.02.2005. Mit Hilfe dieses Diagramms lassen sich die wesentlichen Ergebnisse visualisieren.

Zunächst ist in **Abbildung 7.38** der direkte Zusammenhang zwischen Umgebungstemperatur und Leiterseiltemperatur zu erkennen. Letztere liegt um einen relativ konstanten Betrag immer etwas höher als die Umgebungstemperatur. Dieser Unterschied ist damit zu erklären, dass das Leiterseil unter Ausschluss aller anderen Faktoren zwar die Umgebungstemperatur annimmt, sich jedoch durch die vom Stromfluss erzeugte Wärme eine höhere Temperatur einstellt (vgl. Kapitel 3.1.1).

Weiterhin gibt es einen Anstieg der Strahlung zwischen dem Vor- und dem Nachmittag der einzelnen Tage, wobei die größte Strahlung ziemlich genau um die Mittagsstunde erreicht wird. Die zum Teil starken und kurzfristigen Änderungen der Strahlungsintensität sind vermutlich auf Wolken zurückzuführen, die den Himmel kurzzeitig bedecken und eine starke Verminderung der auf das Leiterseil einfallenden Sonnenstrahlung bewirken.

Bei jeder starken und nicht allzu kurzen Erhöhung der Strahlung erhöht sich auch die Leiterseiltemperatur. Es lässt sich gut erkennen, wie die Leiterseiltemperatur dem Ausschlag der Strahlung „folgt“. Vor allem wird deutlich, dass diese im Falle der Erwärmung betragsmäßig auch größer sein muss als die durch Wärmestrahlung (Kapitel 3.2.1) und Konvektion (Kapitel 3.2.3) abgegebene Wärme.

Auch der Einfluss der durch den Wind erzwungenen Konvektion ist in **Abbildung 7.38** zu erkennen. Sowohl in den Mittagstunden des Tages 2 als auch in den Mittagstunden der Tage 3 und 4 folgt die gemessene Leiterseiltemperatur erwartungsgemäß dem starken Strahlungsanstieg. Jedoch erhöht sich zeitgleich auch der Wind um einen nicht unwesentlichen Betrag. So bilden sich an allen drei Tagen „Einknicke“ im Verlauf der Leiterseiltemperatur aus, wenn die Windgeschwindigkeit ihren höchsten Betrag erreicht. In diesem Fall ist die Wärmeabgabe durch erzwungene Konvektion folglich größer als die Wärmefaufnahme durch Sonneneinstrahlung.

In **Abbildung 7.39** ist exemplarisch eine Langzeitaufzeichnung einer Messung dargestellt. Die Abbildung zeigt den Verlauf der Temperatur an der Station im Tessin (420-kV-Freileitung, Atel, Schweiz). Auch hier zeigen sich die oben erwähnten Einflüsse, aufgrund der starken Raffung des Diagramms sind sie jedoch in dieser Darstellung nicht zu erkennen. Das Messsystem hat auch unter dem dort vorwiegend mediterranen Klima funktioniert. Zwischen dem dritten und zehnten Tag ist eine konstante Temperatur von ca. 18 °C zu erkennen. In

dieser Zeit hat das Messsystem zwar gearbeitet und Daten übermittelt, aufgrund einer Störung im Datenlogger wurde jedoch stets der gleiche Wert übermittelt. Nach einem Neustart des Datenloggers war das Problem behoben.

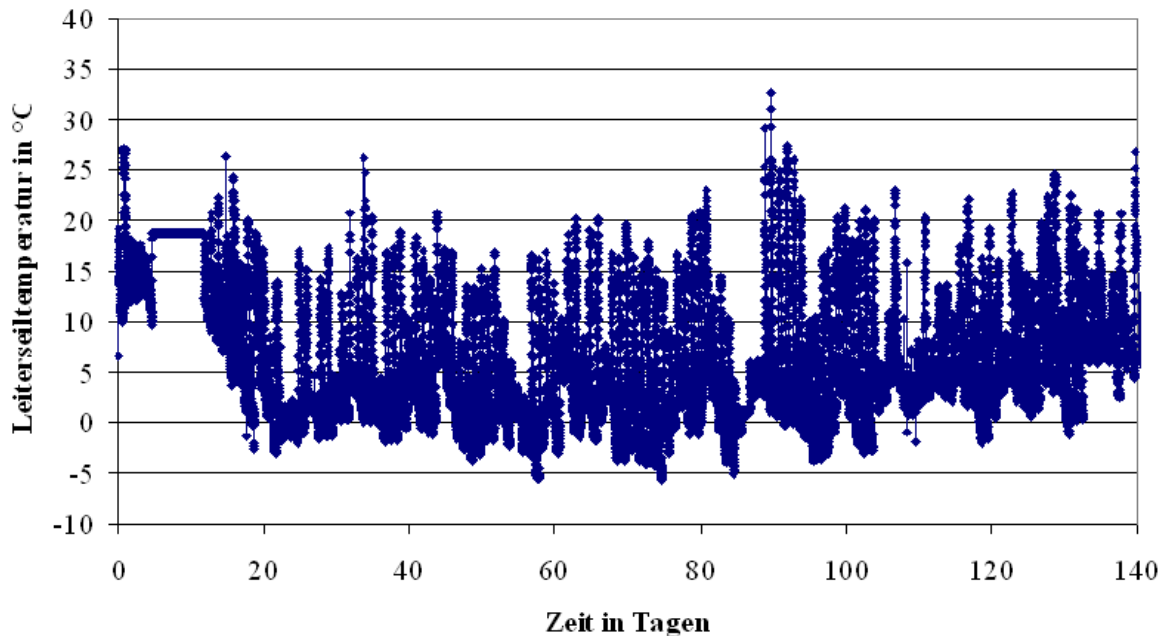


Abbildung 7.39: Gemessene Leiterseiltemperatur über einen Zeitraum von 140 Tagen (420-kV-Freileitung - Tessin, dritte Station, Atel)

Während der Installation der Antenne in der Schweiz waren folgende Probleme zu lösen:

- Reflexionen aus der Umgebung,
- Anpeilung des Sensors und
- Montage der Antenne in der richtigen Position.

Reflexionen aus der Umgebung: Das hochfrequente Signal aus dem Messgerät wird an jeder metallischen Oberfläche reflektiert. Wenn die Antwort des Sensors innerhalb der Zeit eintrifft, in der auch Reflexionen aus der Umgebung vorliegen, kann die Temperatur nicht sicher genug bestimmt werden. Die akustische Welle an der Sensoroberfläche breitet sich mit einer Geschwindigkeit von etwa 3000 m/s aus. Die Reflektoren auf dem Sensor sind so angeordnet, dass der Sensor mit einer Verzögerung von ca. $4\ \mu\text{s}$ "antwortet". Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Wellen in Luft beträgt $3 \cdot 10^8\ \text{m/s}$. Alle Reflexionen von metallischen Oberflächen mit einem Abstand von 600 m oder weniger zum Messgerät erreichen dieses daher innerhalb von $4\ \mu\text{s}$ und werden die Temperaturmessung nicht beeinflussen. Alle weiter entfernten können jedoch das Messsignal stören. Als eine

Erfahrung aus diesem Feldversuch kann festgestellt werden, dass diese Reflexionen tatsächlich die Messung erheblich stören können. Die Reflexionen sind zwar stark gedämpft, aber um Probleme mit Sicherheit zu vermeiden, erweist es sich als optimale Lösung, die Antenne unter einem Winkel von 45° nach oben zu montieren (siehe **Abbildung 7.40**). Wird die Antenne dagegen am Mast auf gleicher Höhe mit dem Sensor befestigt, können über die Nebenneulen der Abfrageantenne Reflexionen aus der Umgebung empfangen werden und die Messung stören.

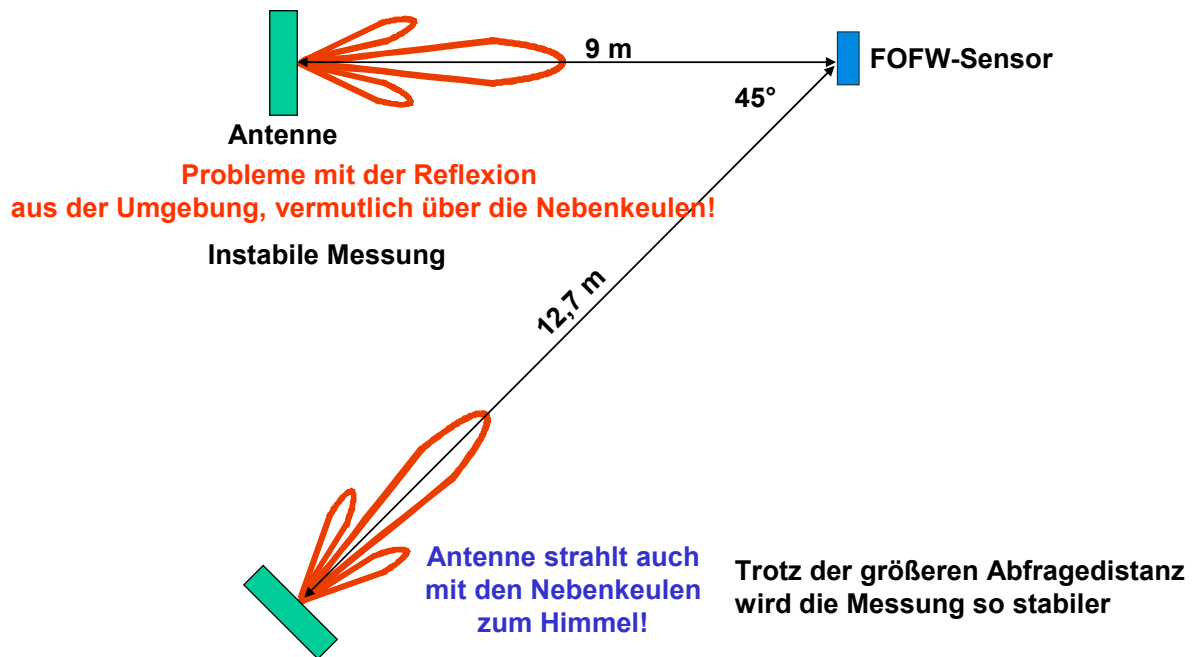


Abbildung 7.40: Ausrichtung der Antenne

Anpeilung des FOFW-Sensors: In einer Höhe von einigen zehn Metern über dem Boden kann der Wind sehr stark sein. Es ist sehr schwer, unter diesen Bedingungen am Mast zu arbeiten, und natürlich ist auch die Anpeilung des Sensors schwierig. Aus diesem Grund wurde die Abfrageantenne mit einem Zielfernrohr ausgerüstet (**Abbildung 7.41**), das die Anpeilung vereinfacht und die Zeit für die Installation stark reduziert. Das Zielfernrohr wird nach der Ausrichtung der Antenne abgenommen.

Montage der Antenne in der richtigen Position: Für diese Aufgabe wurde eine spezielle Konstruktion angefertigt, die eine Rotation der Abfrageantenne in zwei Achsen und die Befestigung in der endgültigen Position ermöglicht. Diese Konstruktion hat sich in der Praxis bewährt und hat alle praktischen Anforderungen erfüllt (siehe **Abbildung 7.42**).



Abbildung 7.41: Anpeilung des Sensors mit einem Zielfernrohr



Abbildung 7.42: Montage der Antenne in der richtigen Position

7.9 Leiterseiltemperaturmessung – Zusammenfassung

Ein wichtiges Kriterium für die Auslegung und den Betrieb von Freileitungen ist der Seildurchhang. Entsprechend den normativen Vorgaben muss aus Sicherheitsgründen ein Mindestabstand zum Erdboden auch unter ungünstigsten Betriebsbedingungen eingehalten werden. Freileitungen sind dabei vielfältigen Betriebs- und Umgebungseinflüssen ausgesetzt, die sich auf den Durchhang unmittelbar auswirken: Erwärmung durch den Betriebsstrom, Sonneneinstrahlung, Wärmeeinstrahlung vom Erdboden, Kühlung durch Wind (Einfluss von Geschwindigkeit und Richtung), Wärmeabstrahlung, Alterung. Die meisten dieser Einflussgrößen sind nur schwer zugänglich und ändern sich zeitlich und örtlich sehr stark, so dass die thermische Auslegung und damit letztlich die spezifizierte elektrische Grenzbelastbarkeit mit großen Sicherheitszuschlägen versehen wird. Freileitungen werden somit üblicherweise unterhalb ihrer physikalischen Belastungsgrenze betrieben. Mit der Deregulierung des Strommarktes und steigendem Wettbewerbsdruck sind solche Sicherheitsmargen zunehmend inakzeptabel, so dass verstärkt am Online-Monitoring von Freileitungen gearbeitet wird. Unterschiedliche Monitoring-Verfahren sind bisher zum Einsatz gekommen oder befinden sich in der Erprobung oder Entwicklung. Insgesamt zeigt sich jedoch, dass alle diese Methoden jeweils auch erhebliche Nachteile aufweisen (und seien es nur die Kosten), so dass nach wie vor Bedarf an neuen, einfachen Monitoringverfahren besteht. Zur Temperaturmessung bietet sich dabei der Einsatz von FOFW-Sensoren an, wobei natürlich auch mit diesem die typischen Nachteile einer lokalen Oberflächen-Temperaturmessung nicht umgangen werden können. Jedoch bieten sie den Vorteil eines vergleichsweise kostengünstigen Verfahrens, hoher Messunsicherheit und insbesondere der Möglichkeit einer völlig problemlosen Nachrüstung auch bereits bestehender, alter Freileitungen.

Um die Betriebsfestigkeit und die Einsatzfähigkeit der FOFW-Sensoren sicherzustellen, wurden unterschiedliche Hochspannungs-, Hochstrom- und thermische Beanspruchungsprüfungen im Labor durchgeführt, um sie für die geplanten Anwendungen zu qualifizieren. Alle Laboruntersuchungen bestätigten, dass FOFW-Sensoren, wie es ihr Wirkungsprinzip auch erwarten lässt, eine äußerst robuste und störunanfällige Technik darstellen.

Ein FOFW-Sensor besteht allgemein aus einem FOFW-Sensorchip, einer Sensorantenne (zum Senden und Empfangen des HF-Signals) und einem Gehäuse (Schutz gegen klimatische Bedingungen). Man muss einen Kompromiss zwischen den thermischen-, dielektrischen- und HF-technischen Eigenschaften finden. Gleichzeitig muss er sich leicht installieren lassen.

Diese Anforderungen an den FOFW-Sensor haben sich als sehr schwer koordinierbar herausgestellt. Besonders schwierig ist es, eine gute Messunsicherheit zu erreichen.

Es wurde zunächst ein HF-technisch und dielektrisch optimiert FOFW-Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung entwickelt. Seine thermischen Eigenschaften sind jedoch noch nicht optimal und müssen verbessert werden. Für die Verbesserung bieten sich grundsätzlich zwei Möglichkeiten an. Man kann entweder das Gehäuse so umgestalten (kleinere Masse und Oberfläche), dass es praktisch keinen Einfluss auf die gemessene Temperatur hat oder man kann die verfälschte Temperatur mit einer Korrelationsrechnung korrigieren. Beide Möglichkeiten wurden parallel verfolgt.

Als erstes wurde ein thermisch optimierter Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung entwickelt mit einer Messunsicherheit von ± 4 K. Die zweite Möglichkeit, die thermischen Eigenschaften der FOFW-Sensoren zu verbessern, ist die Korrekturrechnung. Man kann mit Hilfe von Entfaltung und Faltung aus einer bekannten Sensortemperatur die Leiterseiltemperatur bestimmen. Im Labor wurde die Korrekturrechnung für den nicht thermisch-optimierten FOFW-Leiterseiltemperatursensor getestet. Die Messunsicherheit betrug dabei $\pm 3,5$ K. Der Einfluss von Wind lässt sich dabei aber nicht berücksichtigen.

Im Rahmen von Feldversuchen wurden mehrere Sensoren in Freileitungen eingebaut, um das gesamte Messsystem unter realen Betriebsbedingungen zu erproben und zu optimieren. Dabei wurden sowohl fest installierte als auch mobile Abfragesysteme vorgesehen. Der FOFW-Sensor sollte immer in einem Mindestabstand von 3 Ortskonstanten von allen Wärmesenken (z.B. Leiterseilklemmen) montiert sein, damit man wirklich die unbeeinflusste Leiterseiltemperatur misst. Die Abfragedistanz der FOFW-Technik ist mit der maximalen zugelassenen Sendeleistung des Abfragegerätes (bei einer Frequenz von 2,45 GHz) auf ca. 10-15 m (abhängig von Charakteristik der Sende-/Empfangsantenne, Sensorantenne, Wetterbedingungen und Umgebung) begrenzt. Daher werden die Sensoren für Online-Monitoring meistens in der Nähe vom Mast montiert. Die relativ stabilste Position für den FOFW-Sensor bieten dabei die Abspannmasten, weil sich die Leiterseile hier weniger bewegen als an Tragmasten. In Feldversuchen konnte gezeigt werden, dass die FOFW-Technik grundsätzlich einsatzreif für das Leiterseiltemperaturmonitoring ist.

8 Temperaturmessung an Trennschalterkontakten mittels FOFW-Sensoren

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Temperaturmessung an Freiluft-Hochspannungstrennschalterkontakten mittels FOFW-Sensoren. Die Motivation für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten ist in Kapitel 4 beschrieben. Ein kleiner Überblick über verschiedene Trennschalterttypen und benutzte Materialien für Trennschalter bietet Kapitel 8.1. In Kapitel 8.2 wird dann ein FOFW-Sensor für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten und die an ihm durchgeführten Untersuchungen (Schalten von kapazitiven Strömen und Kommutierungsströmen, Untersuchung der thermischen Eigenschaften und die Abfragemöglichkeiten des Sensors) vorgestellt. Da es sich bei Drehtrennschaltern und Einsäulentrennschaltern um die am häufigsten in Deutschland eingesetzten Trennschalter handelt, wurden diese näher untersucht. Die Untersuchungen wurden an einem 420-kV-Einsäulentrennschalter begonnen (Kapitel 8.3). Es werden hier die geeignetste Position für den FOFW-Sensor diskutiert und die thermischen Eigenschaften des FOFW-Sensors untersucht. Besonderes Augenmerk wurde während der Untersuchungen auf die Messunsicherheit des FOFW-Sensors und auf die Möglichkeit, Fehler an Trennschaltern durch ihn erkennen zu können, gelegt. Die gleichen Betrachtungen wurden für einen 245-kV-Drehtrennschalter durchgeführt (Kapitel 8.4). Weiterhin wird in Kapitel 8.5 über erste Feldversuche berichtet, und am Ende wird in Kapitel 8.6 eine Zusammenfassung gegeben.

8.1 Trennschalterttypen

Die Aufgabe von Trennschaltern ist es, eine sichtbare Trennstrecke herzustellen. Sie sind aber nicht geeignet, hohe Ströme (Betriebsstrom, Kurzschlussstrom) zu unterbrechen. Es existieren viele verschiedene Typen von Freiluft-Hochspannungstrennschaltern. Man unterscheidet prinzipiell zwischen drei Bauarten (siehe **Abbildung 8.1**):

- Einsäulentrennschalter,
- Drehtrennschalter und
- Hebeltrennschalter.

Laut [Neum-03] werden in Hochspannungsschaltanlagen in Deutschland als Sammelschienen-trennschalter hauptsächlich Drehtrennschalter und Einsäulentrennschalter eingesetzt, in Europa wird der Drehtrennschalter am häufigsten verwendet (Quelle: Firma Ruhrtal). Aus diesem Grund wurden nur diese zwei Typen näher untersucht (siehe Kapitel 8.3 und 8.4).

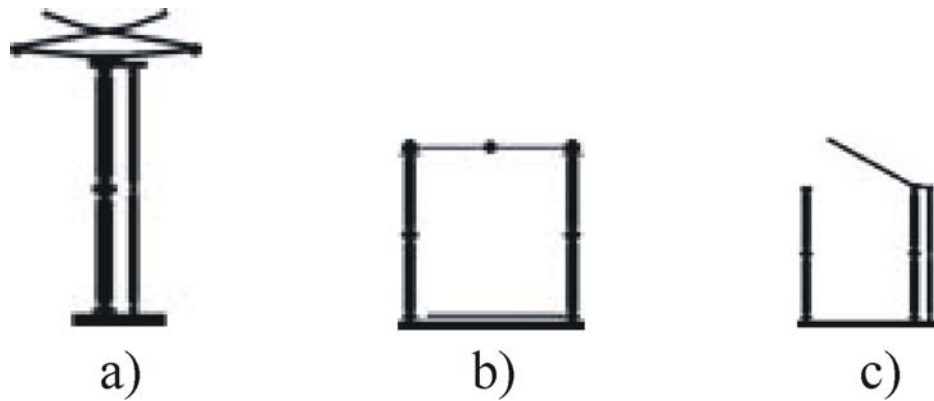


Abbildung 8.1: Prinzipdarstellung der Trennschalterttypen:
a) Einsäulentrennschalter; b) Drehtrennschalter; c) Hebeltrennschalter
(Quelle: Katalog der Firma Ruhrtal)

Die Strombahnen der Trennschalter bestehen zumeist aus Rohrprofilen. Der Durchmesser des Rohrs bewegt sich dabei von ca. 40 mm bis ca. 160 mm. Als Material wird sehr oft entweder Aluminium oder Kupfer eingesetzt, wobei die Kontaktflächen versilbert (Silberkadmiumoxyd – AgCdO_2 , Silberzinnoxid - AgSnO_2) werden. Für Kommutierungskontakte wird zumeist Wolframkupfer WCu benutzt, welches eine bessere Abbrandfestigkeit hat. Die Entfestigungstemperatur für diese Materialien ist nach [Erk-74] in **Tabelle 8.1** dargestellt. Diese Temperatur darf auf keinen Fall überschritten werden!

Tabelle 8.1: Entfestigungstemperatur verschiedener Werkstoffe

Material	Abkürzung	Entfestigungstemperatur in °C
Aluminium	Al	150
Kupfer	Cu	190
Silber	Ag	180
Wolfram	W	1000

8.2 FOFW-Trennschaltersensor

8.2.1 Aufbau des FOFW-Sensors

Für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten wurde eine nach einem ähnlichen Prinzip arbeitende Antenne (Patchantenne) wie für die Leiterseilmessungen (siehe Kapitel 7.4) entwickelt¹¹ (siehe **Abbildung 8.2** und **Abbildung 8.3**).

¹¹ Die HF-technische Auslegung wurde in Zusammenarbeit mit Herrn Freese, Institut für HF-Technik der TU Darmstadt durchgeführt.

Der komplette FOFW-Sensor für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten besteht wie beim Leiterseilsensor auch aus drei Teilen:

- Sensorchip (Kapitel 6.2),
- Sensorantenne, welche das HF-Signal, aus der Abfrageeinheit (Kapitel 6.1), empfängt und zu ihr sendet und
- Gehäuse, Schutz gegen Umwelteinflüsse.

Der Sensor wurde so konzipiert, dass man ihn für jeden beliebigen Trennschalterrohrdurchmesser benutzen kann. Dabei bleibt die Konstruktion immer gleich – es ändert sich nur der untere Radius des Aluminiumgehäuses entsprechend dem Rohrradius. Das Gehäuse des Sensors besteht aus Aluminium und wird an dem Trennschalter mit zwei Schrauben befestigt. Als Abdeckung (Radom) wird 1 mm dickes Teflon benutzt. Die Problematik der Position des FOFW-Sensors am Trennschalter wird später in Kapitel 8.3 und 8.4 an konkreten Beispielen (Einsäulentrennschalter und Drehtrennschalter) diskutiert.

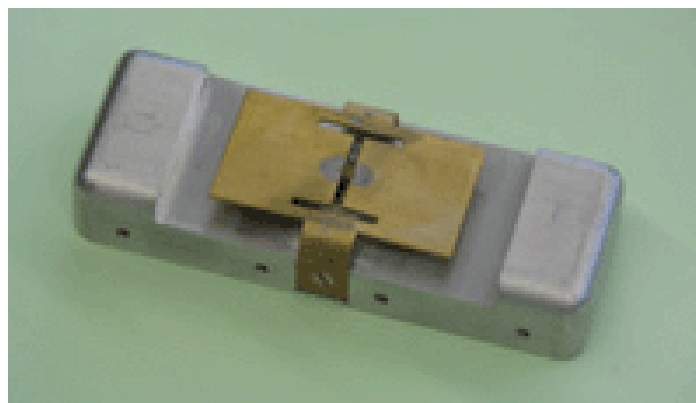


Abbildung 8.2: Foto des FOFW-Tempersensors für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten (ohne Radom)

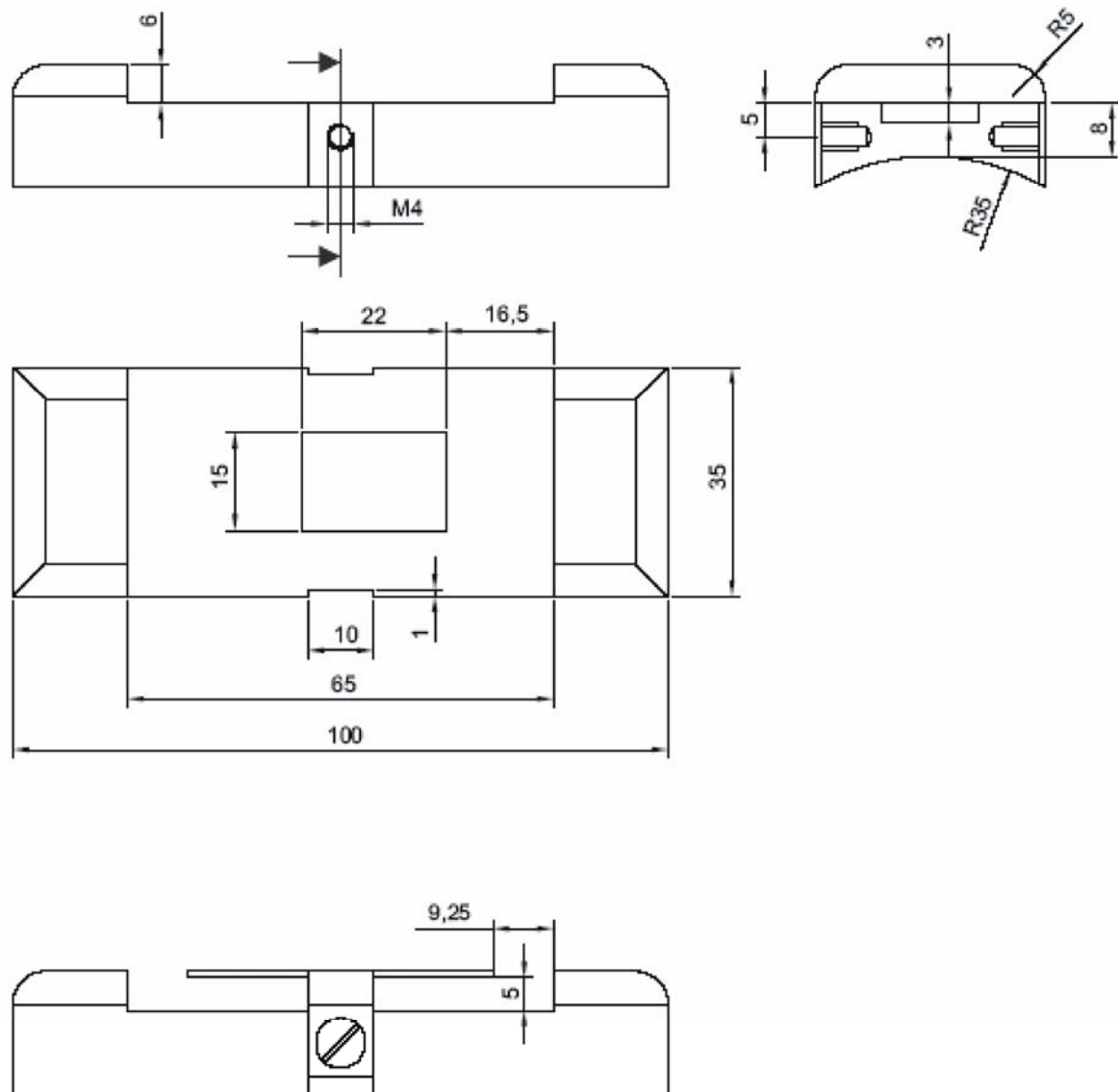


Abbildung 8.3: Technische Zeichnung des FOFW-Tempersensors für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten

Aus dem mit Hilfe des Programms CST MICROWAVE STUDIO® berechneten Verlauf des Reflexionsfaktors über der Frequenz (**Abbildung 8.4**) lässt sich ablesen, dass die Sensorantenne eine nutzbare Bandbreite von etwa 140 MHz (-10 dB) aufweist, die damit ebenfalls groß gegenüber der Sweep-Breite von 20 MHz des FMCW-Signals ist. **Abbildung 8.5** stellt das normierte Richtdiagramm dar. Der berechnete Gewinn beträgt 6 dBi.

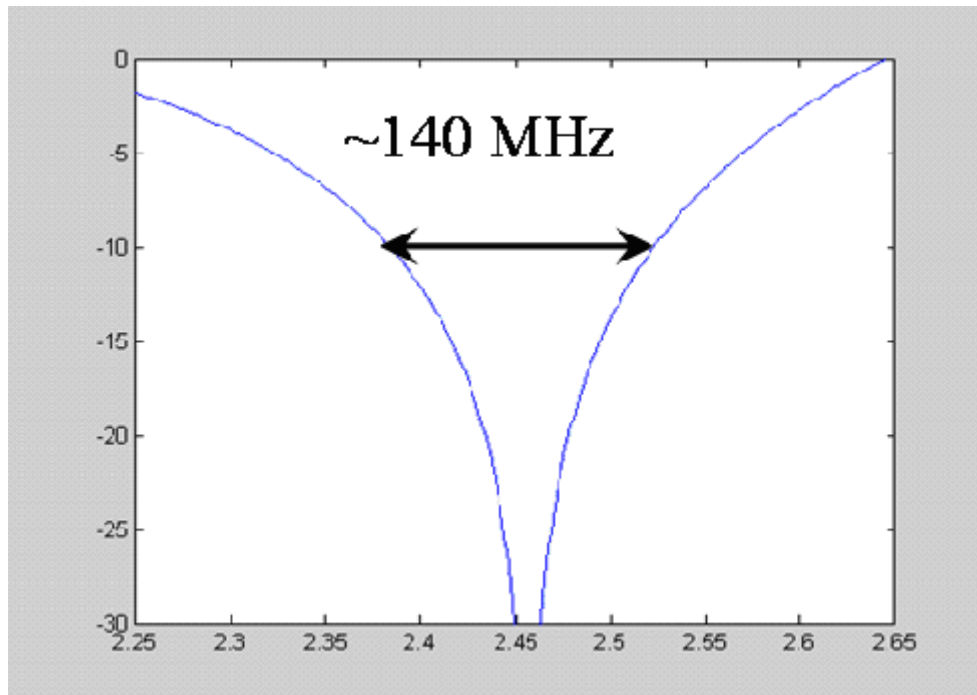


Abbildung 8.4: Verlauf des Reflexionsfaktors über der Frequenz

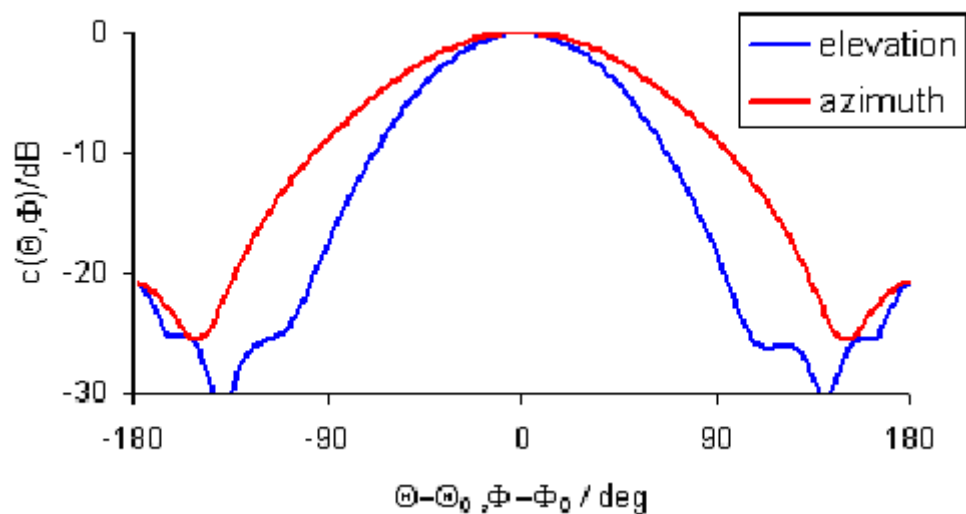


Abbildung 8.5: Normiertes Richtdiagramm des FOFW-Temperatursensors

8.2.2 Durchgeführte Untersuchungen

Die Anforderungen an den Sensor zur Temperaturmessung an Trennschalterkontakten unterscheiden sich erheblich von denen des Leiterseiltemperatursensors (siehe Kapitel 7.4). Er muss in der Praxis den Beanspruchungen standhalten, die beim Schalten von Kommutierungsströmen und kapazitiven Strömen auftreten. Diese beiden Untersuchungen

wurden im Labor erfolgreich durchgeführt¹². Weiterhin wurden die thermischen Eigenschaften und die Abfragemöglichkeiten des Trennschaltersensors untersucht.

Schalten von kapazitiven Strömen

Der Sensor wurde am Gegenkontakt¹³ eines 420-kV-Einsäulentrennschalters befestigt (siehe **Abbildung 8.6**). Der Trennschalter wurde beim Öffnen mit einer Spannung von $U_{\text{eff}} = 420/\sqrt{3}$ kV und gleichzeitig mit einem kapazitiven Strom von $I_{\text{eff}} = 0,5$ A beansprucht. Diese Werte entsprechen denen der Norm IEC 62271-102. Der Trennschalter wurde 40mal hintereinander geschaltet. Der Sensor hat diese Versuche unbeschadet überstanden.



Gegenkontakt mit Sensor

Position des FOFW-Sensors
am Gegenkontakt



Gegenkontakt nach der Prüfung



Abbildung 8.6: links – 420-kV-Einsäulentrennschalter in der Hochspannungshalle, rechts: Gegenkontakt mit dem FOFW-Sensor, Gegenkontakt nach der Prüfung

¹² Die für die Untersuchungen eingesetzten Einsäulentrennschalter wurden freundlicherweise von RWE zur Verfügung gestellt.

¹³ Gründe für die Befestigung des FOFW-Sensors am Gegenkontakt siehe Kapitel 8.3.2.

Schalten von Kommutierungsströmen

Zwei Sensoren (der eine auf der linken Seite, der andere auf der rechten Seite) wurden am Gegenkontakt eines 245-kV-Einsäulentrennschalters befestigt (siehe **Abbildung 8.7**). Der Trennschalter wurde ohne Kommutierungskontakte im Prüffeld der FH Zittau/Görlitz aufgebaut¹⁴. Die Prüfung wurde mit einem Kommutierungsstrom von 1,6 kA durchgeführt. Die Wiederkehrspannung betrug dabei 150 V. Der Trennschalter wurde 20mal geschaltet. Als Beispiel aus dieser Versuchsreihe zeigt **Abbildung 8.8** den Spannungs- und Stromverlauf. Die Sensoren haben auch diese Prüfung bestanden.



Abbildung 8.7: links – 245-kV-Einsäulentrennschalter im Prüffeld der FH Zittau/Görlitz, rechts: Gegenkontakt mit den FOFW-Sensoren, geschädigter Gegenkontakt nach der Prüfung

¹⁴ Für die freundliche Unterstützung bei diesem Laborversuch möchte ich mich bei den Kollegen der FH Zittau/Görlitz, Fachgebiet Hochspannungstechnik/Werkstoffe der Elektrotechnik herzlich bedanken.

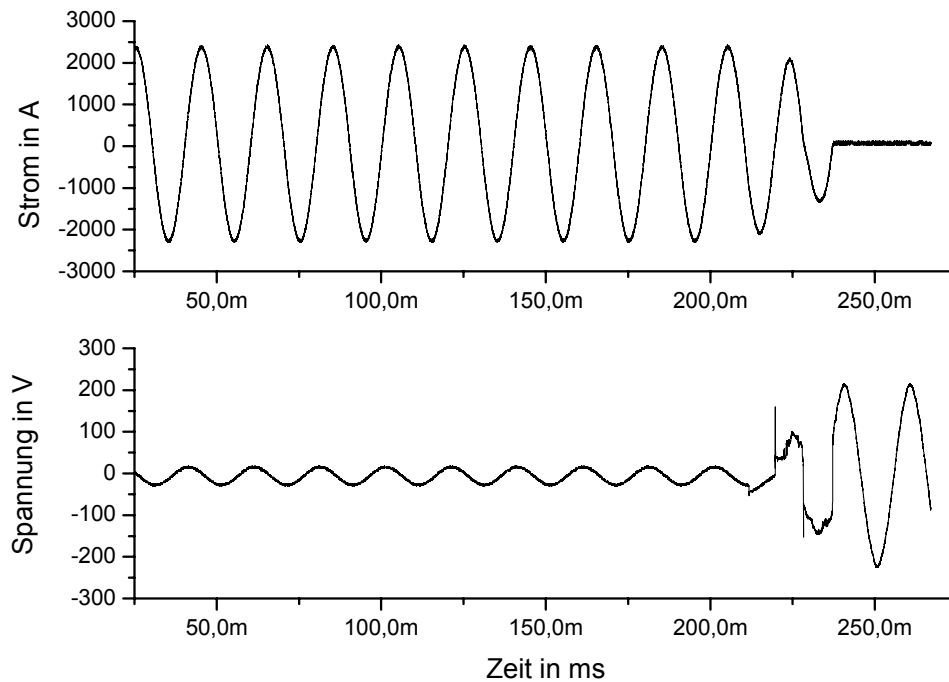


Abbildung 8.8: Strom- und Spannungsverlauf während der Kommutierungsstromprüfung

Thermische Eigenschaften und Position des FOFW-Sensors

Wegen der verschiedenen Bauarten von Trennschaltern (siehe Kapitel 8.1), können die thermischen Eigenschaften nicht allgemein für alle Trennschalterttypen definiert werden. Weiterhin sind die thermischen Eigenschaften von der gewählten Position am Trennschalter abhängig. Für die Wahl der Position müssen folgende Gesichtspunkte berücksichtigt werden:

- Beschädigung des FOFW-Sensors durch Lichtbögen oder mechanische Bewegungen am Trennschalter,
- Montage des FOFW-Sensors möglichst in der Nähe des Kontaktes,
- Möglichkeit der Abfrage des FOFW-Sensors und
- Fehlererkennung am Trennschalter.

Der FOFW-Sensor kann z.B. nicht direkt am Kontakt befestigt werden, damit er durch Lichtbögen oder Bewegungen am Trennschalter nicht beschädigt wird. Die Position sollte andererseits möglichst nah an den Kontakten des Trennschalters liegen, damit Fehler im Kontaktsystem erkannt werden können. Weiterhin muss aber auch berücksichtigt werden, dass das HF-Signal keine Metallteile durchdringt und dass die Antenne des Sensors am besten in Richtung Boden zeigen sollte, damit die Abfrage direkt unterhalb vom Boden aus realisiert werden kann. Nach den Vorstellungen der Energieversorgungsunternehmen ist es

wünschenswert, die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten mit mobilen Systemen durchzuführen (Kosten). Das bedeutet, dass die FOFW-Technik nicht fest installiert wird, sondern nur eine gelegentliche Temperaturmessung mit einem mobilen System erfolgt. Diese Anforderungen sind schwer vereinbar, so dass Kompromisse eingegangen werden müssen. Dabei existiert keine allgemeine Lösung für alle Typen von Trennschaltern. Aus diesem Grund wurde die Position des FOFW-Sensors für die zwei am häufigsten benutzten Trennschalter näher untersucht (Kapitel 8.3.3 für einen 420-kV-Einsäulentrennschalter und Kapitel 8.4.3 für einen 245-kV-Drehtrennschalter). Das Ziel der Untersuchung ist die Bestimmung:

- der Messunsicherheit des FOFW-Sensors an der gewählten Position,
- der Folgegeschwindigkeit des FOFW-Sensors bezüglich der Temperaturänderung und
- der Fehlererkennung am Trennschalter durch den FOFW-Sensor.

Für die thermischen Untersuchungen in Kapitel 8.3 und 8.4 wurden folgende Messgeräte verwendet:

- Rogowskiwandler (PEM CWT 150) zur Strommessung, der eine Genauigkeit von $\pm 1\%$ des gemessenen Wertes aufweist (Herstellerangabe). Die Auswertung des Rogowskiwandlers übernahm ein Fluke 45 Multimeter, das laut Hersteller eine Genauigkeit von $\pm 0,5\%$ (+1 Digit) hat.
- Thermoelemente (Typ T) für die Temperaturmessung an verschiedenen Messpunkten des Trennschalters. Diese messen laut Hersteller im verwendeten Messbereich (-40 °C bis 130 °C) mit einer Genauigkeit von $\pm 1\text{ °C}$. Die Thermoelemente wurden von einem PC-gestützten Messsystem der Firma National Instruments (USB-9211), welches einen Verstärkungsfehler von $0,1\%$ (Herstellerangabe) aufweist, ausgewertet. Danach wurden die Daten von einem Computer abgespeichert.
- Infrarotkamera PM695 der Firma Flir zur Messung der Temperaturverteilung am Trennschalterkontakt. Diese arbeitet im langwelligen Bereich von $7,5$ bis $13\text{ }\mu\text{m}$ Wellenlänge. Dabei beträgt die Messunsicherheit $\pm 2\%$ (Herstellerangabe). Informationen zur Vermeidung von Messfehlern bei der Messung mit einer Infrarotkamera sind Kapitel 4.3.1 zu entnehmen.

- Messgerät Testo 645 für die Umgebungstemperaturmessung sowie der relativen Luftfeuchtemessung. Die Genauigkeit liegt, laut Hersteller, bei $\pm 0,2\text{ °C}$ oder $\pm 0,1\%$ vom Messwert (der größere Wert gilt).

Abfragemöglichkeiten des FOFW-Sensors

Die Abfragemöglichkeiten der FOFW-Sensoren wurden an einem realen Aufbau untersucht. (siehe **Abbildung 8.9** links). Die FOFW-Sensoren wurden dabei an einem Gegenkontaktstück (einer links und einer rechts) montiert. Die Abfrage erfolgte mit zwei verschiedenen Antennentypen (siehe **Abbildung 8.9** rechts und Kapitel 6.3). Es zeigte sich, dass die Sensoren vom Boden aus problemlos abgefragt werden konnten. Der Abstand zum Boden betrug ca. 14 m. Aus diesem Grund können die Sensoren bei einer mobilen Messung direkt von Boden abgefragt werden, bei einer stationären Messung kann die Antenne am Fuß des Trennschalters befestigt werden.



Abbildung 8.9: links – Der reale Aufbau eines 420-kV-Einsäulentrennschalters, rechts – verwendete Abfrageantennen

8.3 Untersuchung an einem Einsäulentrennschalter

8.3.1 Aufbau

Als erstes wurde für die Untersuchung der thermischen Eigenschaften ein 420-kV-Einsäulentrennschalter der Firma Siemens aufgebaut, der in einer Schaltanlage mehrere Jahre in Betrieb war. Seine technischen Daten zeigt die **Tabelle 8.2**. **Abbildung 8.10** zeigt ihn in verkürzter Bauweise (reduzierte Anzahl von Stützisolatoren).



Abbildung 8.10: 420-kV-Einsäulentrennschalter in verkürzter Bauweise (reduzierte Anzahl von Stützisolatoren)

Tabelle 8.2: Technische Daten des 420-kV-Einsäulentrennschalters

Hersteller	Siemens
Typ Nummer	3DS2-401-3150
Bemessungsspannung	420 kV
Bemessungsstrom	3150 A
Baujahr	1981

Für die Erzeugung des Stroms wurden 8 Ringkernwandler eingesetzt (siehe **Abbildung 8.11**). Mit dieser Schaltung war es möglich, einen Strom in Höhe von 2150 A zu erzeugen. Später kam zur Stromerzeugung von bis zu 3000 A noch ein Hochstromtransformator zum Einsatz (**Abbildung 8.12**).

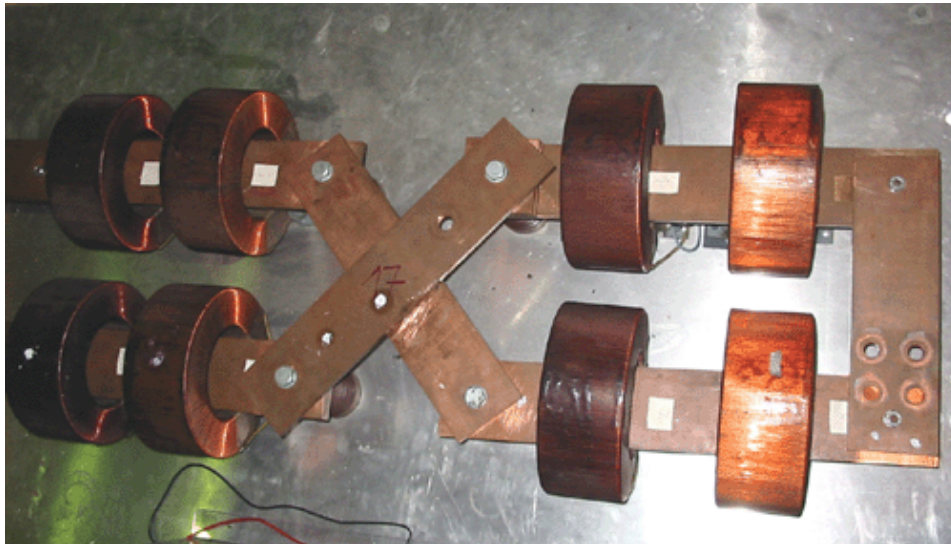


Abbildung 8.11: Stromezeugung mit Ringkernwandlern

Das Ersatzschaltbild des Versuchsaufbaus ist in **Abbildung 8.12** dargestellt.

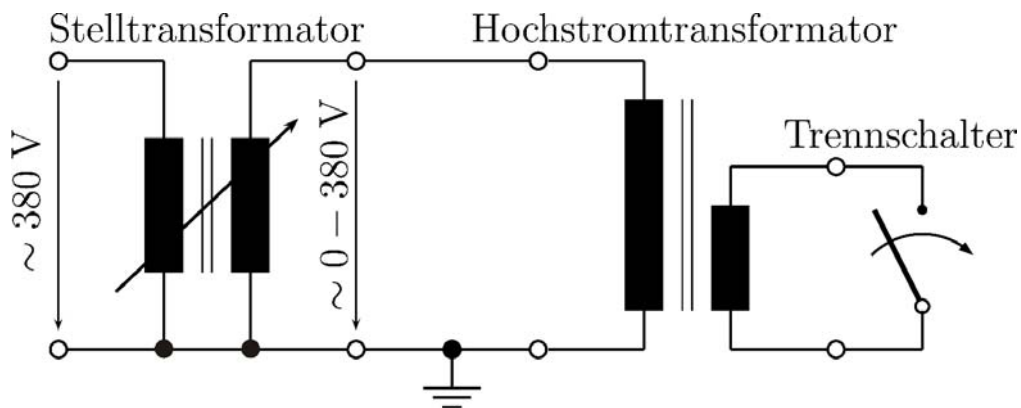


Abbildung 8.12: Stromezeugung mit Hochstromtransformator

8.3.2 Position des FOFW-Sensors

Zu Beginn der Untersuchungen an dem 420-kV-Einsäulentrennschalter musste zunächst die Position des FOFW-Sensors bzw. der FOFW-Sensoren bestimmt werden. Was dabei zu beachten ist, ist allgemein in Kapitel 8.2.2 beschrieben. Als Kompromiss für den 420-kV-Einsäulentrennschalter wurde zunächst die Unterseite des Gegenkontaktes zwischen dem

äußeren Kontakt und dem Anschluss des Gegenkontaktes gewählt (siehe **Abbildung 8.13**). Die Stromverteilung im Trennschalter kann in der Praxis asymmetrisch sein. Aus diesem Grund wurden zwei FOFW-Sensoren (einer rechts - FOFW 1 und einer links - FOFW 2) am Gegenkontakt montiert.

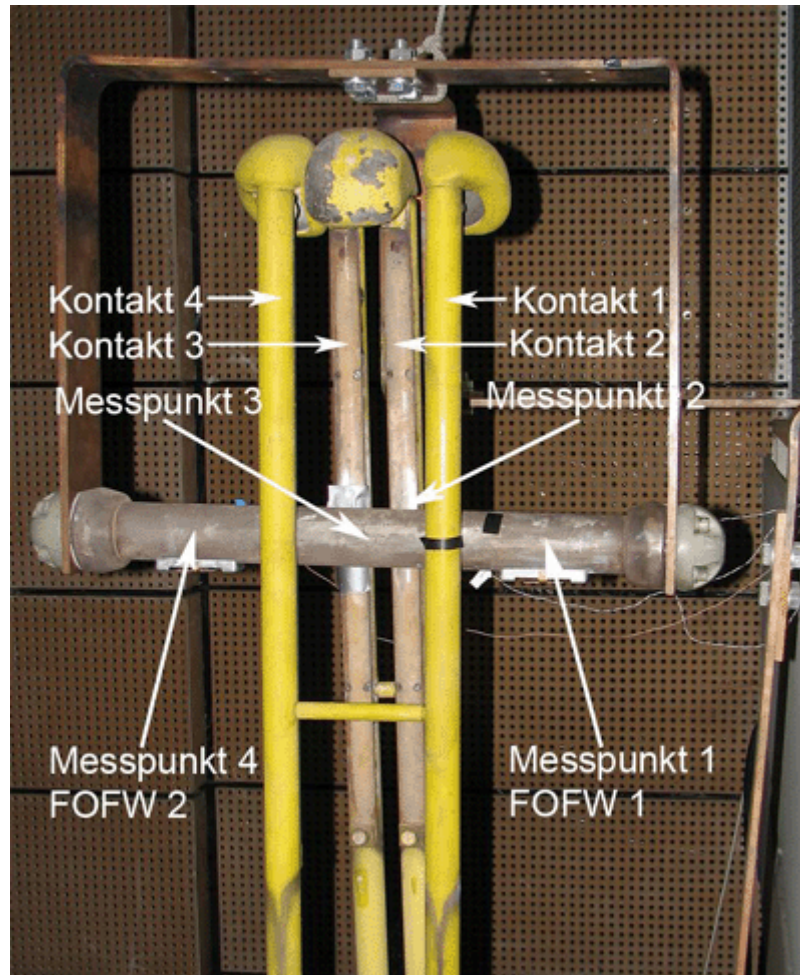


Abbildung 8.13: Position der FOFW-Sensoren am Gegenkontakt des 420-kV-Einsäulentrennschalters + Messpunkte der Thermoelemente

8.3.3 Thermische Eigenschaften des FOFW-Sensors

Die Temperatur an dem Trennschalter wurde zusätzlich mit vier Thermoelementen (verwendete Thermoelemente – siehe Kapitel 8.2.2) gemessen (siehe **Abbildung 8.13**):

- Messpunkt 1 – Thermoelement befestigt an der Position des FOFW-Sensors 1,
- Messpunkt 2 – Thermoelement befestigt an der Kontaktschiene Nr. 2,
- Messpunkt 3 – Thermoelement befestigt in der Mitte zwischen Gegenkontakt und
- Messpunkt 4 – Thermoelement befestigt an der Position des FOFW-Sensors 2.

Die Temperatur wurde dabei sowohl von den Thermoelementen als auch von FOFW-Sensoren in regelmäßigen Abständen von 30 s gemessen und aufgezeichnet. Die Temperaturverteilung wurde dazu noch als Kontrollmessung mittels Thermovisionskamera (Kapitel 4.3.1) durchgeführt.

8.3.3.1 Messunsicherheit des FOFW-Sensors und seine Temperaturfolgegeschwindigkeit

Zur Bestimmung der Messunsicherheit des FOFW-Sensors und zur Evaluierung seiner Fähigkeit, Temperaturänderungen zu folgen, wurde der 420-kV-Trennschalter mit einem nahezu konstanten Strom ($I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$, 2150 A, 1500 A und 1000 A) so lange beaufschlagt, bis er sich im thermisch stationären Zustand befand. Danach wurde der Strom auf 0 A reduziert und die Abkühlkurve aufgezeichnet. Diese Messungen wurden zunächst mit FOFW-Sensoren durchgeführt, danach wurden die gleiche Messungen ohne FOFW-Sensoren wiederholt. Auf diese Weise konnte durch Vergleich der Temperaturen an den Messstellen, mit und ohne FOFW-Sensoren, eine Aussage darüber getroffen werden, wie sehr der Sensor die zu messende Temperatur verfälscht.

Beispielhaft zeigt **Abbildung 8.14** die Ergebnisse einer solchen Messung. Oben sieht man die Erwärmungs- und Abkühlkurve für den Messpunkt 1 (MP 1), an dem sich der FOFW-Sensor 1 befindet, sowie die dazugehörige FOFW-Sensortemperatur. Die Übertemperatur ist die gemessene Temperatur (MP 1 oder FOFW-Temperatur) abzüglich der Umgebungstemperatur. Der Effektivwert des Stroms durch den Trennschalter betrug dabei 3000 A. Die Stromverteilung über die Kontakte ist in **Abbildung 8.15** dargestellt. Es zeigte sich, dass die größte Temperaturdifferenz im stationären Zustand auftritt, wie in **Abbildung 8.14** unten dargestellt.

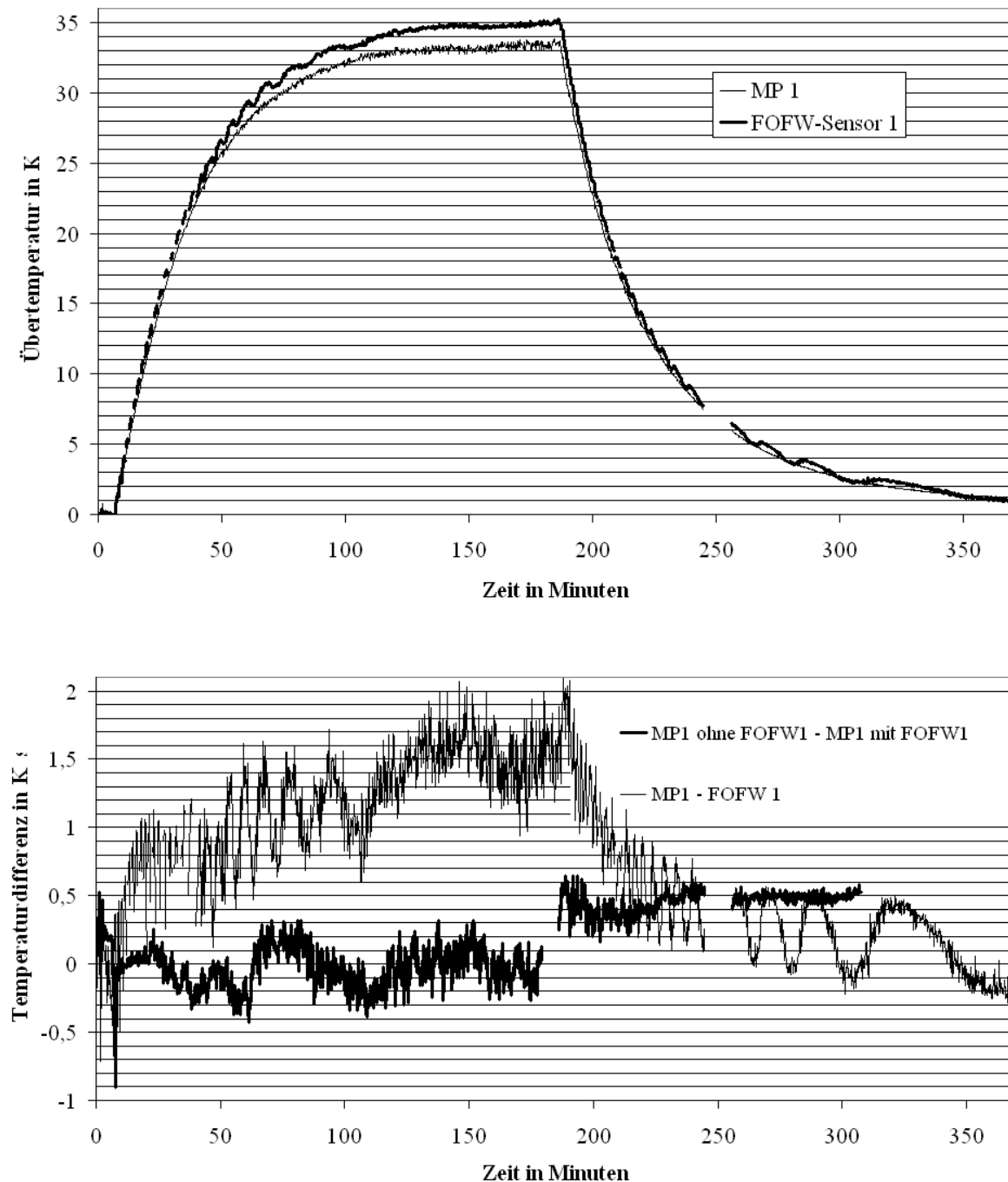


Abbildung 8.14: oben: Übertemperatur am MP 1 und am FOFW-Sensor 1 des 420-kV-Einsäulentrennschalters ($I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$, $\vartheta_u = 16 \text{ °C}$, im Labor)
 unten: Temperaturdifferenz am MP 1 und FOFW-Sensoren bei derselben Messung und am MP 1 ohne und mit FOFW-Sensoren

Die Ergebnisse dieser und der anderen Messungen, im stationären Zustand, stellen **Tabelle 8.3** und **Tabelle 8.4** dar. In diesen Tabellen wurden die Temperaturen auf volle Grad Celsius gerundet. Zur Berechnung der Übertemperatur wurde zunächst der Mittelwert über einige Temperatur-Messwerte (ca. 5 Minuten) gebildet, von diesem Wert wurde dann die

Umgebungstemperatur subtrahiert. Da über den rechten Teil des Gegenkontaktes, wo auch Sensor 1 montiert ist, mehr Strom floss als im linken Teil des Gegenkontaktes (**Abbildung 8.15**), ist nur die Temperatur dieses Sensors in den Tabellen aufgelistet.

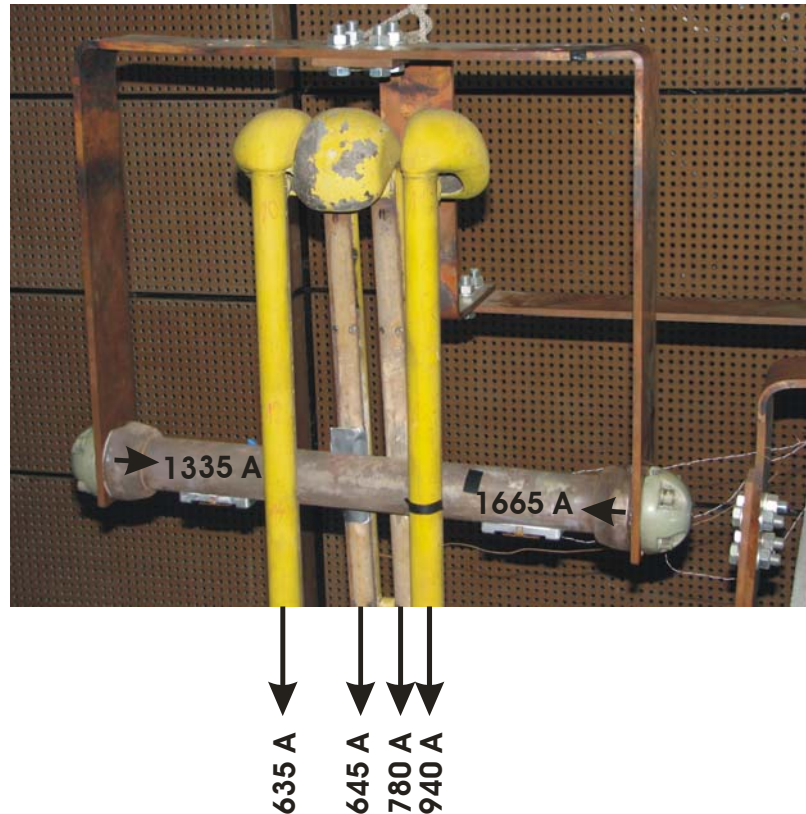


Abbildung 8.15: Gemessene Stromverteilung am 420-kV-Einsäulentrennschalter bei $I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$

Tabelle 8.3: Messergebnisse am 420-kV-Einsäulentrennschalter im stationären Zustand bei $I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$ und $I_{\text{eff}} = 2150 \text{ A}$

$I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$		$I_{\text{eff}} = 2150 \text{ A}$	
mit FOFW $\vartheta_u = 16 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 17,5 \text{ °C}$	mit FOFW $\vartheta_u = 18,5 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 16,5 \text{ °C}$
Übertemperatur in K		Übertemperatur in K	

FOFW 1	35	-	18	-
MP 1	33	33	18	20
MP 2	30	30	16	17
MP 3	31	32	16	17
MP4	34	34	18	19

Differenz MP 1	0	-2
FOFW 1 - MP 1	2	0

Tabelle 8.4: Messergebnisse am 420-kV-Einsäulentrennschalter im stationären Zustand bei $I_{\text{eff}} = 1500 \text{ A}$ und $I_{\text{eff}} = 1000 \text{ A}$

$I_{\text{eff}} = 1500 \text{ A}$		$I_{\text{eff}} = 1000 \text{ A}$	
mit FOFW $\vartheta_u = 17 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 16 \text{ °C}$	mit FOFW $\vartheta_u = 18 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 17 \text{ °C}$
Übertemperatur in K		Übertemperatur in K	
FOFW 1	10	-	5
MP 1	10	11	5
MP 2	9	10	4
MP 3	9	10	4
MP4	10	11	5
Differenz MP 1	-1	0	
FOFW 1 - MP 1	0	0	

Abbildung 8.16 zeigt das Infrarotbild der Anordnung. Die Ergebnisse decken sich mit den Werten der Thermoelemente.

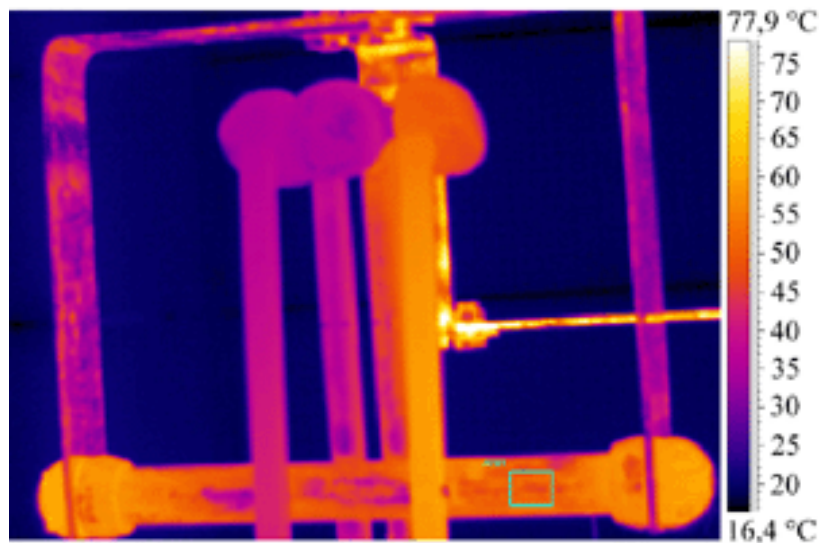


Abbildung 8.16: Infrarotbild des 420-kV-Einsäulentrennschalters im stationären Zustand ohne FOFW-Sensoren

($I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$, $T_{\text{umg}} = 17,5 \text{ °C}$, relative Luftfeuchtigkeit = 54%, $\varepsilon_{\text{Gegenkontakt}} = 0,8$)

Diese Untersuchungen zeigen, dass die FOFW-Sensoren an der gewählten Position (Gegenkontakt) des 420-kV-Einsäulentrennschalters mit einer Messunsicherheit von schlechtestenfalls $\pm 2 \text{ K}$, unter Laborbedingungen, messen. Die größte Differenz wurde dabei im stationären Zustand gemessen. Das bedeutet, dass der FOFW-Sensor schnell auf Temperaturänderungen bzw. Stromänderungen reagiert, wie **Abbildung 8.14** unten zeigt. Um

die Frage zu klären, warum der FOFW-Sensor die Temperatur am Trennschalter weniger stark beeinflusst als die des Leiterseils (Kapitel 7.4.2), wurden analog zum Leiterseilsensor die Oberflächenvergrößerung und die damit wirksame Kühlfläche berechnet (**Abbildung 8.17**).

Der Gegenkontakt des 420-kV-Einsäulentrennschalters hat einen Durchmesser von $d = 71$ mm. Der daraus resultierende Umfang U beträgt 223 mm. Das Gehäuse des FOFW-Sensors wird als Quader, mit einer Höhe von $h_0 = 15$ mm und einer Breite von $b_0 = 35$ mm, angenommen. Der wirksame Umfang des Sensors U_0 beträgt dann:

$$U_0 = 2 \cdot h_0 + b_0 = 65 \text{ mm} \quad (\text{Gl. 8.1})$$

Der FOFW-Sensor bedeckt einen Teil des Gegenkontaktes. Dieser lässt sich anhand einfacher Formeln berechnen. Zunächst wird der Winkel α , der vom FOFW-Sensor verdeckt wird, berechnet:

$$\alpha = 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{0,5 \cdot b_0}{0,5 \cdot d} \right) = 59,07^\circ \quad (\text{Gl. 8.2})$$

Mit Hilfe dieses Winkels lässt sich der „bedeckte“ Umfang U_v wie folgt berechnen:

$$U_v = \frac{\alpha}{360^\circ} \cdot U = \frac{59,07^\circ}{360^\circ} \cdot 223 \text{ mm} = 36,59 \text{ mm} \quad (\text{Gl. 8.3})$$

Das Verhältnis des Umfangs mit FOFW-Sensor U_v zum Umfang des Gegenkontaktes U , und damit der Faktor, um den der Umfang (die Kühlfläche) vergrößert wurde, beträgt:

$$\frac{U - U_v + U_0}{U} = \frac{223 \text{ mm} - 36,6 \text{ mm} + 65 \text{ mm}}{223 \text{ mm}} = 1,13 \quad (\text{Gl. 8.4})$$

Die berechneten Werte zeigen, dass sich der Umfang am Leiterseil durch den FOFW-Sensor mehr als verdoppelt hat, während der Umfang am 420-kV-Einsäulentrennschalter fast unverändert ist. Dies ist ein Anhaltspunkt dafür wann am Leiterseil eine wesentlich stärkere Temperaturänderung durch den FOFW-Sensor hervorgerufen wird, als es am 420-kV-Einsäulentrennschalter der Fall ist.

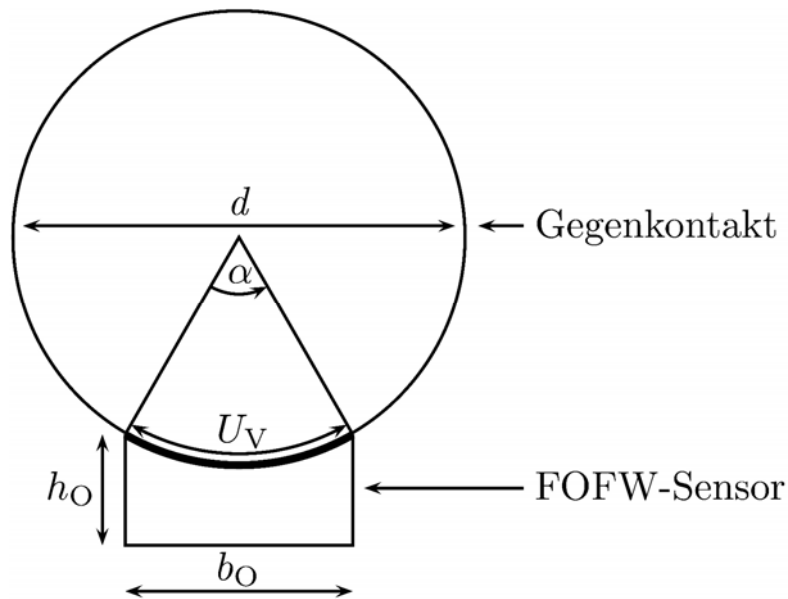


Abbildung 8.17: Schnitt durch den am Trennschalter befestigten FOFW-Sensor

8.3.3.2 Erkennung von Fehlern mittels FOFW-Sensor

Der Gedanke hinter der Temperaturmessung an Trennschalterkontakten ist ein rechtzeitiges Erkennen von Fehlern, die aufgrund von Alterung und Lichtbogeneinwirkung (siehe Kapitel 4.2) entstehen können. Dazu ist es zunächst notwendig zu klären, ob durch eine Differenzmessung mittels FOFW-Sensoren oder durch eine einfache Messung der Temperatur am Gegenkontakt Fehler am Kontaktsystem entdeckt werden können.

Das Alterungsverhalten von Trennschalterkontakten ist ein schwer beschreibbarer Zusammenhang aus chemischen-, physikalischen und betriebsbedingten Einflüssen (siehe Kapitel 4.2). In der Praxis zeigt sich nach Aussage eines Betreibers, dass zumeist alle Kontakte in ähnlicher Weise und nahezu gleichmäßig geschädigt werden. Hierbei spielen die Einwirkungen von Lichtbögen während des Schaltens eine wichtige Rolle, da sie ihrerseits, in Verbindung mit einem entsprechend hohen Betriebsstrom, eine erhöhte chemische Alterung hervorrufen. Bedingt durch die Vielzahl von Einflussparametern erweist es sich als sehr schwierig, eine Kontaktalterung im Labor realistisch nachzubilden und diese dann noch näher zu quantifizieren und einzuordnen. Für die Untersuchungen standen leider auch keine alten, durch langjährigen Betrieb geschädigten Kontakte zur Verfügung. Auch war es nicht möglich die vorhandenen Kontakte im Labor künstlich in einer praxisnahen Art und Weise zu schädigen. Aus diesem Grund wurde bei den Untersuchungen ein anderer Weg zur Fehlernachbildung gewählt. Jede Kontaktschädigung führt zwangsläufig zu einer Widerstandeserhöhung und damit zu einem Anstieg der Verlustleistung im Kontaktpunkt.

Hieraus resultiert auch ein Anstieg der Kontakttemperatur. Da der Kontaktwiderstand in unseren Fall nicht erhöht werden konnte, wurden der Weg beschritten, eine Erhöhung der Kontakttemperatur durch die Erhöhung des Stroms herbeizuführen. Da die Prüfeinrichtung maximal einen Strom von 3000 A (Nennstrom des Trennschalters – 3150 A) liefern konnte, wurde die Erhöhung des Stroms durch Isolierung der Kontakte erreicht. Dieses würde einem Totalausfall eines Kontaktarmes entsprechen. Dieser Fall tritt zwar in der Praxis nicht auf, ist aber geeignet eine Erhöhung der Kontakttemperatur herbeizuführen.

Die Fehlernachbildungen wurden durch die Isolierung des Kontaktes 1 und danach des Kontaktes 3 realisiert (zur Kontakt Nummerierung siehe **Abbildung 8.13**). Die Untersuchungen wurden für zwei verschiedene Ströme durchgeführt (3000 A - Effektiv und 2150 A - Effektiv). In **Tabelle 8.5** sind die Ergebnisse für den isolierten Kontakt 1 und in **Tabelle 8.6** für den Kontakt 3 dargestellt. Durch die Differenzbildung der Temperatur des Sensors 1 (MP 1) und des Sensors 2 (MP 4) entsteht kein deutlicher Temperaturunterschied. Diese gilt sowohl für 2150 A als auch für 3000 A, was nah am Bemessungsstrom liegt. In der Praxis muss mit deutlich kleineren Strombelastungen (unter 50% des Bemessungsstroms) gerechnet werden, wodurch die Temperaturdifferenz noch kleiner ausfallen wird. Bei gleichmäßiger Schädigung der Kontakte sollte zudem fast gar kein Temperaturunterschied auftreten.

Die höchste gemessene Übertemperatur während dieser Untersuchungen tritt mit einem Wert von 61 K während eines Fehlers an Kontakt 3 am Kontakt 2 auf (siehe **Tabelle 8.6**, MP 2 bei 3000 A und **Abbildung 8.13**). Dies stellt keine thermische Überbeanspruchung des Materials dar. Auch die Temperaturerhöhung am Messpunkt 1 und 4 des 420-kV-Einsäulentrennschalters, im Vergleich der Messungen mit und ohne Fehler, beträgt maximal 11 K (Übertemperatur am Messpunkt 1 mit einem Fehler am Kontakt 3 und einem Strom von 3000 A). Bei der Messung mit einem Strom von 2150 A liegt die Temperaturerhöhung nur noch im Bereich der Messunsicherheit.

Tabelle 8.5: Messergebnisse – mit und ohne Fehler (Kontakt 1 - isoliert) am 420-kV-Einsäulentrennschalter im stationären Zustand

	$I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$		$I_{\text{eff}} = 2150 \text{ A}$	
	mit Fehler $\vartheta_u = 11,5 \text{ °C}$	ohne Fehler $\vartheta_u = 16 \text{ °C}$	mit Fehler $\vartheta_u = 15 \text{ °C}$	ohne Fehler $\vartheta_u = 18,5 \text{ °C}$
	Übertemperatur in K		Übertemperatur in K	
FOFW 1	33	35	20	18
MP 1	39	33	20	18
MP 2	40	30	21	16
MP 3	39	31	20	16
MP 4	40	34	23	18
MP 1 - MP 4	1	1	3	0

Tabelle 8.6: Messergebnisse – mit und ohne Fehler (Kontakt 3 - isoliert) am 420-kV-Einsäulentrennschalter im stationären Zustand

	$I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$		$I_{\text{eff}} = 2150 \text{ A}$	
	mit Fehler $\vartheta_u = 11,5 \text{ °C}$	ohne Fehler $\vartheta_u = 16 \text{ °C}$	mit Fehler $\vartheta_u = 17,5 \text{ °C}$	ohne Fehler $\vartheta_u = 18,5 \text{ °C}$
	Übertemperatur in K		Übertemperatur in K	
FOFW 1	39	35	23	18
MP 1	44	33	23	18
MP 2	61	30	33	16
MP 3	42	31	23	16
MP 4	39	34	22	18
MP 1 - MP 4	-5	1	-1	0

Die Stromverteilung während der Fehler (Kontakt 1 bzw. 3 isoliert) am 420-kV-Einsäulentrennschalter stellt **Abbildung 8.18** und **Tabelle 8.7** dar.

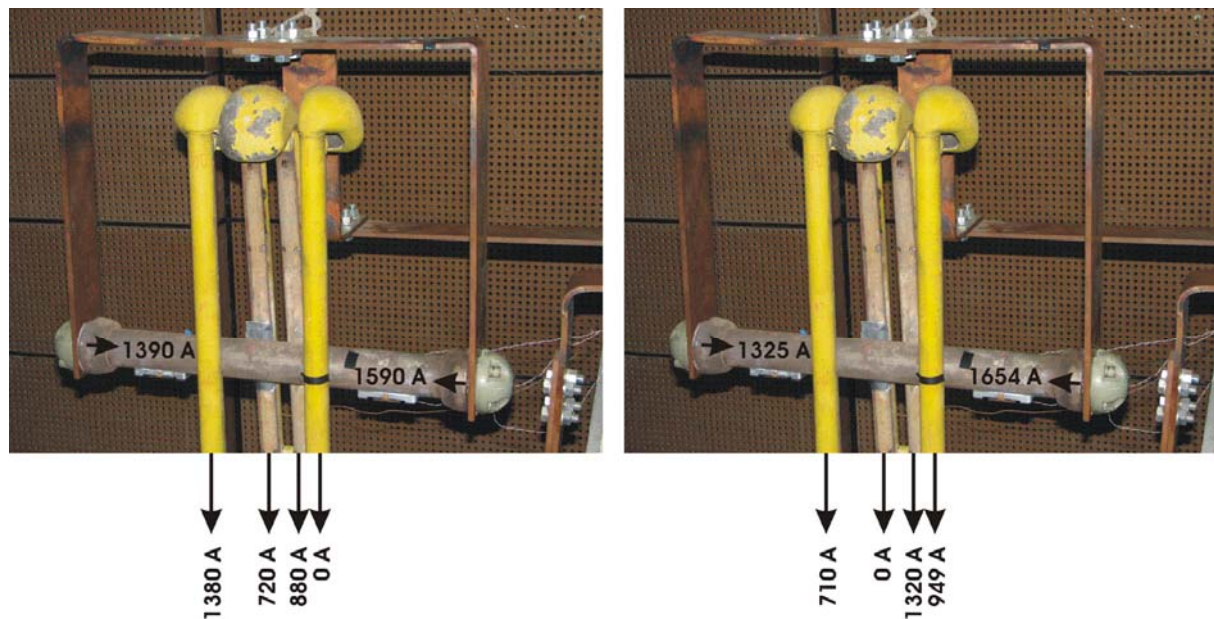


Abbildung 8.18: Stromverteilung am 420-kV-Einsäulentrennschalter
links: Fehler am Kontakt 1; rechts: Fehler am Kontakt 3

Tabelle 8.7: Stromverteilung am 420-kV-Einsäulentrennschalter mit und ohne Fehler am Kontakt 1 und 3

Fehler	Gesamtstrom in A	Kontakt 1 in A	Kontakt 2 in A	Kontakt 3 in A	Kontakt 4 in A
ohne Fehler	2130	670	560	460	440
Fehler Kontakt 1	2120	0	650	490	980
Fehler Kontakt 3	2105	675	945	0	485

ohne Fehler	3055	950	790	665	650
Fehler Kontakt 1	2980	0	880	720	1380
Fehler Kontakt 3	2960	940	1320	0	700

Die Messergebnisse zeigen, dass die zu Projektbeginn aus andern Erwägungen heraus gewählte Position der FOFW-Sensoren am Gegenkontakt des 420-kV-Einsäulentrennschalters ungeeignet ist, Fehler zu erkennen. Wie **Tabelle 8.6** (MP 2) zu entnehmen ist steigt zwar die Kontakttemperatur deutlich an, infolge der großen Oberfläche und Masse des Gegenkontaktes ist am ihm (MP 1, 3 und 4) der Temperaturanstieg jedoch nicht deutlich genug erkennbar. Daher muss eine neue Position für die Sensoren gesucht werden.

Die Temperaturunterschiede bei einem Fehler sind nicht nur zwischen den Kontaktschienen des 420-kV-Einsäulentrennschalters deutlich erkennbar, sondern auch in den Scheren, wie **Abbildung 8.19** bei einem Fehler am Kontakt 1 zeigt. Es ist hier zu erkennen, dass der Kontakt 4 deutlich erwärmt ist, und dies nicht nur in der Nähe des Gegenkontaktes, sondern auch im unteren Bereich des Kontaktrohrs. Aus diesem Grund erscheint das Kontaktrohr geeigneter für eine Anbringung der FOFW-Sensoren zu sein (Außenseite des Kontaktrohrs – siehe **Abbildung 8.20**, Position A). Für diese neue Position muss aber ein neuer Temperatursensor entwickelt werden, so dass unter anderem eine Abfrage vom Boden aus möglich wird (Änderung des Richtdiagramms der Sensorantenne). Hierbei ist es nötig, die Temperatur an allen vier Außenseiten der Kontakte zu messen. Dies bedeutet zwar einen erhöhten Aufwand, stellt aber kein grundsätzlich unlösbares Problem dar, da mit einer Antenne mehrere – in diesem Fall bis zu fünf – Sensoren abgefragt werden können. **Abbildung 8.19** lässt weiterhin vermuten, dass eine Fehlerdetektion durch Messung der Temperatur im unteren Teil der Schere möglich wäre (**Abbildung 8.20**, Position B). Diese hätte den Vorteil, dass sich der Abstand zwischen der Abfrageeinheit und dem Sensor selbst stark verkürzt. Ob an dieser Position tatsächlich ein Fehler am Kontaktsystem sicher erkannt werden kann, muss im Rahmen der Weiterarbeit untersucht werden.

Zur Beurteilung des Grades der Kontaktschädigung können, nachdem die entsprechende Kontakttemperatur gemessen wurde, bereits bekannte Verfahren eingesetzt werden (siehe Kapitel 4.3).

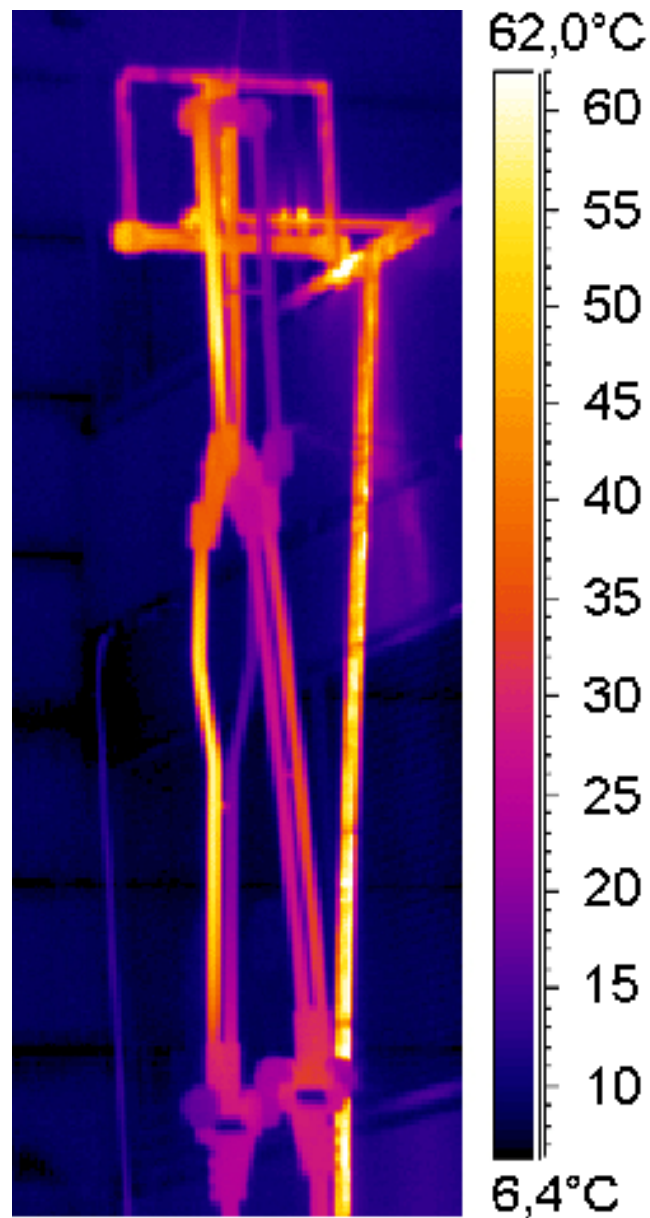


Abbildung 8.19: Infrarotbild – Fehler am Kontakt 1 des 420-kV-Einsäulentrennschalters
($I_{\text{eff}} = 3000 \text{ A}$, $\varepsilon_{\text{Scheren}} = 0,98$, $\vartheta_{\text{u}} = 12 \text{ °C}$, relative Luftfeuchtigkeit = 47%)

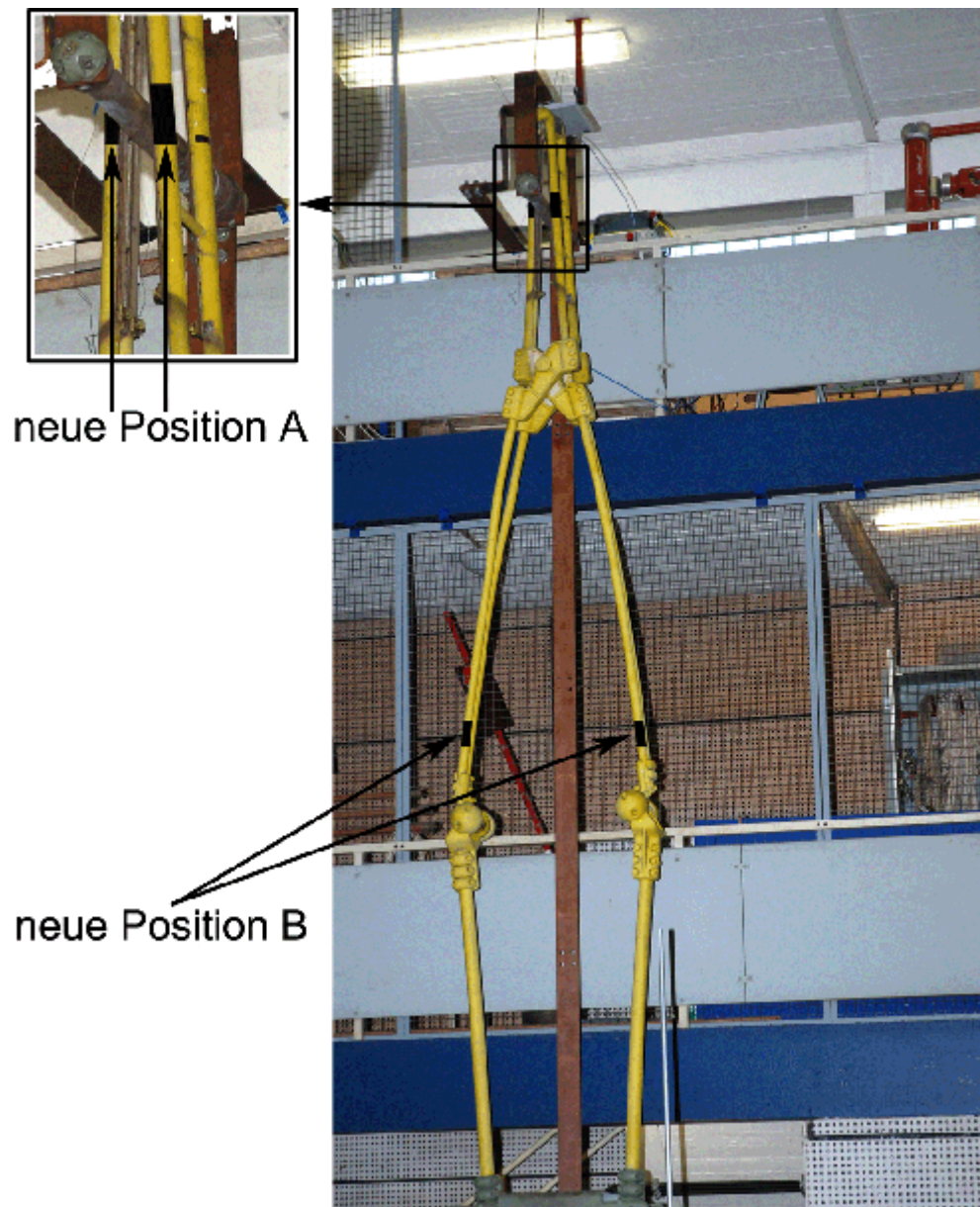


Abbildung 8.20: Neue mögliche Positionen des Sensors am 420-kV-Einsäulentrennschalter

8.4 Untersuchung an einem Drehtrennschalter

Das Ziel der Untersuchungen an einem 245-kV-Drehtrennschalter ist identisch mit den Zielen der Untersuchungen am 420-kV-Einsäulentrennschalter. Es sollten folgende Punkte betrachtet werden:

- die Bestimmung der Messunsicherheit des FOFW-Sensors an der gewählten Position,
- das dynamisch thermische Verhalten des FOFW-Sensors und
- die Möglichkeit, Fehler am Trennschalter durch den FOFW-Sensor erkennen zu können.

8.4.1 Aufbau

Für die thermischen Untersuchungen wurden nur die Strombahnen eines neuen 245-kV-Drehtrennschalters der Firma Ruhrtal¹⁵ ohne Antrieb und Isolatoren aufgebaut, was für die thermischen Untersuchungen völlig ausreichend war (siehe **Abbildung 8.21**). Die technischen Daten des Drehtrennschalters sind in **Tabelle 8.8** aufgelistet. Das Ersatzschaltbild des elektrischen Aufbaus entspricht dem, wie es für den 420-kV-Einsäulentrennschalter verwendet wurde (**Abbildung 8.12**). Der Hochstromtransformator wurde über zwei Al/St-Sammelschienen an dem Trennschalter angeschlossen.

Tabelle 8.8: Technische Daten des 245-kV-Drehtrennschalters

Hersteller	Ruhrthal
Strombahn Typ	D BF4
Bemessungsspannung	245 kV
Bemessungsstrom	2500 A
Baujahr	2006

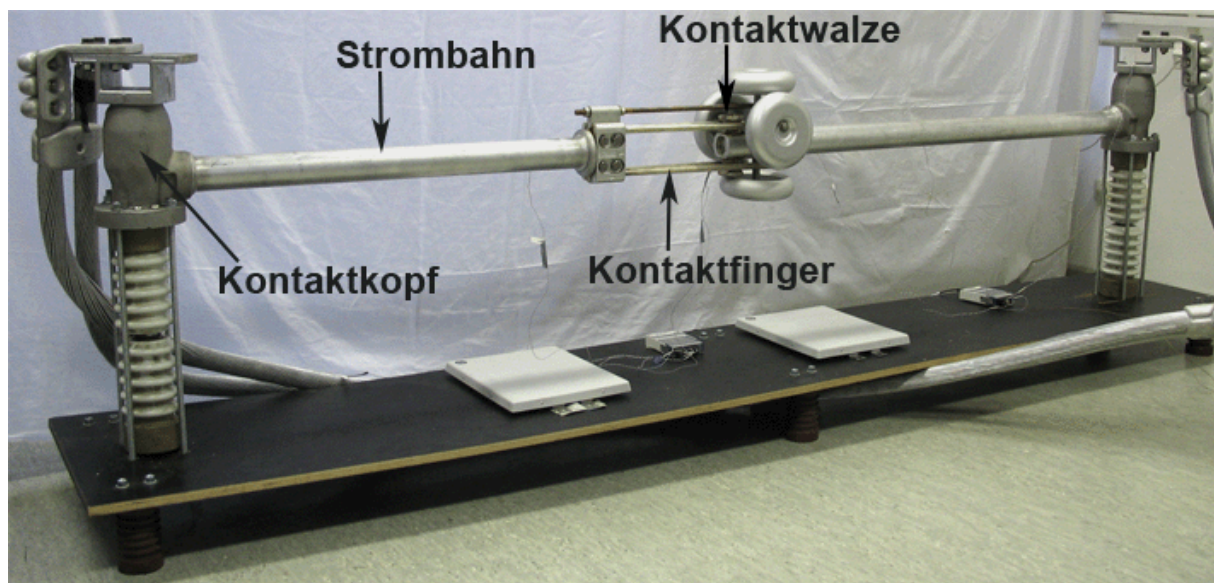


Abbildung 8.21: 245-kV-Drehtrennschalter

8.4.2 Position des FOFW-Sensors

Wie bei dem 420-kV-Einsäulentrennschalter musste auch hier zunächst die Position des FOFW-Sensors bzw. der FOFW-Sensoren bestimmt werden. Bei der Wahl der Position waren wieder die Punkte in Kapitel 8.2.2 zu berücksichtigen. Der FOFW-Sensor kann in seiner derzeitigen Bauform und wegen der Gefahr von Beschädigungen durch Lichtbögen nicht

¹⁵ Dankwerterweise von der Firma Ruhrtal zur Verfügung gestellt.

direkt an den Kontaktfingern angebracht werden. Daher scheint zunächst das Strombahnrohr die geeignetste Position am 245-kV-Drehtrennschalter zu sein (Unterseite; möglichst nah an den Kontaktfingern) (siehe **Abbildung 8.22**). Die Fehlererkennung soll wieder durch die Differenzbildung zwischen zwei FOFW-Sensoren erfolgen, daher wurden zwei FOFW-Sensoren (einer rechts - FOFW 2 und einer links - FOFW 1) am Strombahnrohr montiert.

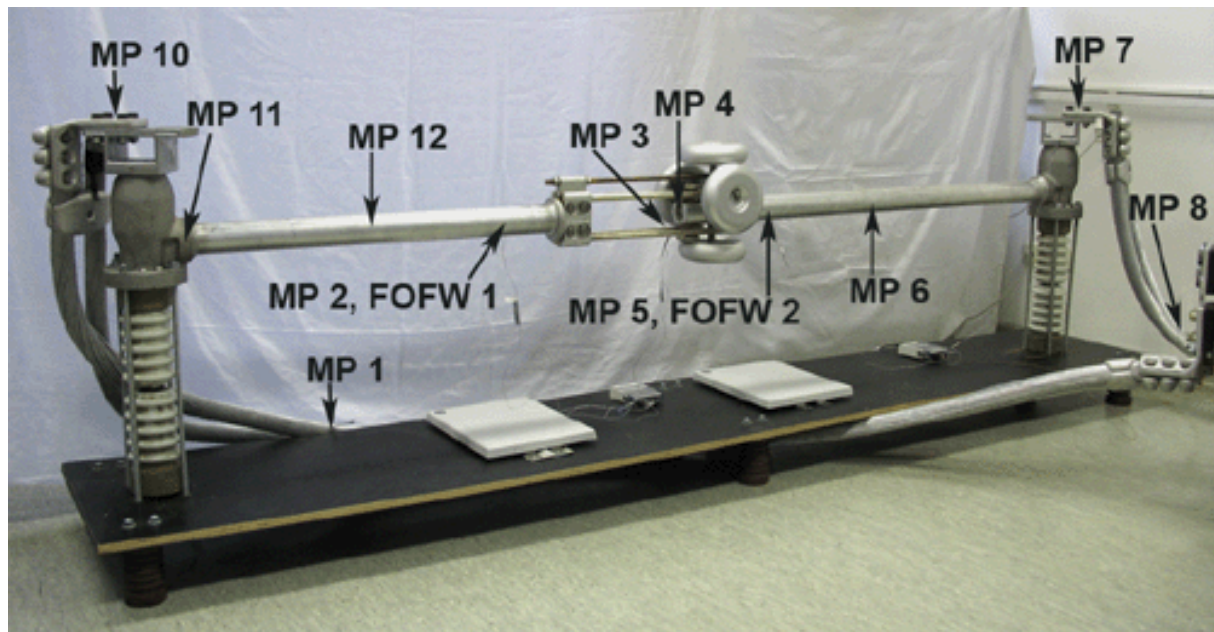


Abbildung 8.22: Position der FOFW-Sensoren am Strombahnrohr des 245-kV-Drehtrennschalters + Messpunkte der Thermoelemente

8.4.3 Thermische Eigenschaften des FOFW-Sensors

Für die gewählte Position (Strombahnrohr - Unterseite) wurden ein FOFW-Sensor links und einer rechts montiert. Die Temperatur an dem Trennschalter wurde zusätzlich mit elf Thermoelementen (verwendete Thermoelemente – siehe Kapitel 8.2.2) gemessen (siehe **Abbildung 8.22**):

- Messpunkt 1 – linke Zuleitung,
- Messpunkt 2 – Thermoelement befestigt an der Position des FOFW-Sensors 1
- Messpunkt 3 – unterer hinterer Kontaktfinger
- Messpunkt 4 – Strombahnrohr,
- Messpunkt 5 – Thermoelement befestigt an der Position des FOFW-Sensors 2,
- Messpunkt 6 – Strombahnrohr,
- Messpunkt 7 – rechter Geräteanschluss,
- Messpunkt 8 – rechte Zuleitung,

- Messpunkt 10 – linker Geräteanschluss,
- Messpunkt 11 – linker Kontaktkopf und
- Messpunkt 12 - Strombahnrohr.

Die Temperatur wurde dabei sowohl von den Thermoelementen als auch von FOFW-Sensoren in regelmäßigen Abständen von 30 s gemessen und aufgezeichnet.

Mit den nachfolgenden Messungen wurde im Labor überprüft, ob der Trennschaltermotorsensor die Temperatur verfälscht. Gleichzeitig wurde untersucht, wie schnell der Sensor den Temperaturänderungen folgt und ob man mit ihm Fehler am Trennschalter erkennen kann.

8.4.3.1 Messunsicherheit des FOFW-Sensors und seine Folgeschwindigkeit für Temperaturänderungen

Wie bei dem 420-kV-Einsäulentrennschalter (siehe Kapitel 8.3.3.1) wurden auch hier die Messunsicherheit des FOFW-Sensors und seine Folgeschwindigkeit für Temperaturänderungen bestimmt. Dazu floss durch den 245-kV-Drehtrennschalter ein nahezu konstanter Strom ($I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$ und 2000 A , bis sich die Trennschaltermotorsensortemperatur annähernd im thermisch stationären Zustand befand. Danach wurde der Strom auf 0 A reduziert und die Abkühlkurve aufgezeichnet. Diese Messung wurde zunächst wieder mit FOFW-Sensoren durchgeführt und danach die gleiche Messung ohne FOFW-Sensoren wiederholt. Auch am 245-kV-Drehtrennschalter wurde die größte Abweichung in stationären Zustand gemessen.

Als Beispiel einer solchen Messung zeigt **Abbildung 8.23** die Erwärmungs- und Abkühlungskurve für den Messpunkt 5 (MP 5), einmal mit und einmal ohne FOFW-Sensoren, sowie die FOFW-Sensortemperatur 2. Der Effektivwert des Stroms durch den Trennschalter betrug dabei 2500 A (Bemessungsstrom). Die Stromverteilung über die Kontakte ist in **Abbildung 8.24** dargestellt.

Die Ergebnisse der Messungen im thermisch stationären Zustand am 245-kV-Drehtrennschalter sind in **Tabelle 8.9** dargestellt.

Es zeigte sich, dass wie schon am 420-kV-Einsäulentrennschalter auch hier die Temperatur des 245-kV-Drehtrennschalters bei Laborbedingungen (ohne Wind und Sonneneinstrahlung) durch die FOFW-Sensoren nur unwesentlich verändert wird. Die Genauigkeit des Sensors lag bei $\pm 2 \text{ K}$ bei Bemessungsstrom (2500 A) so hoch wie zuvor am 420-kV-Einsäulentrennschalter, und die Folgeschwindigkeit für Temperaturänderungen ist ebenfalls sehr gut.

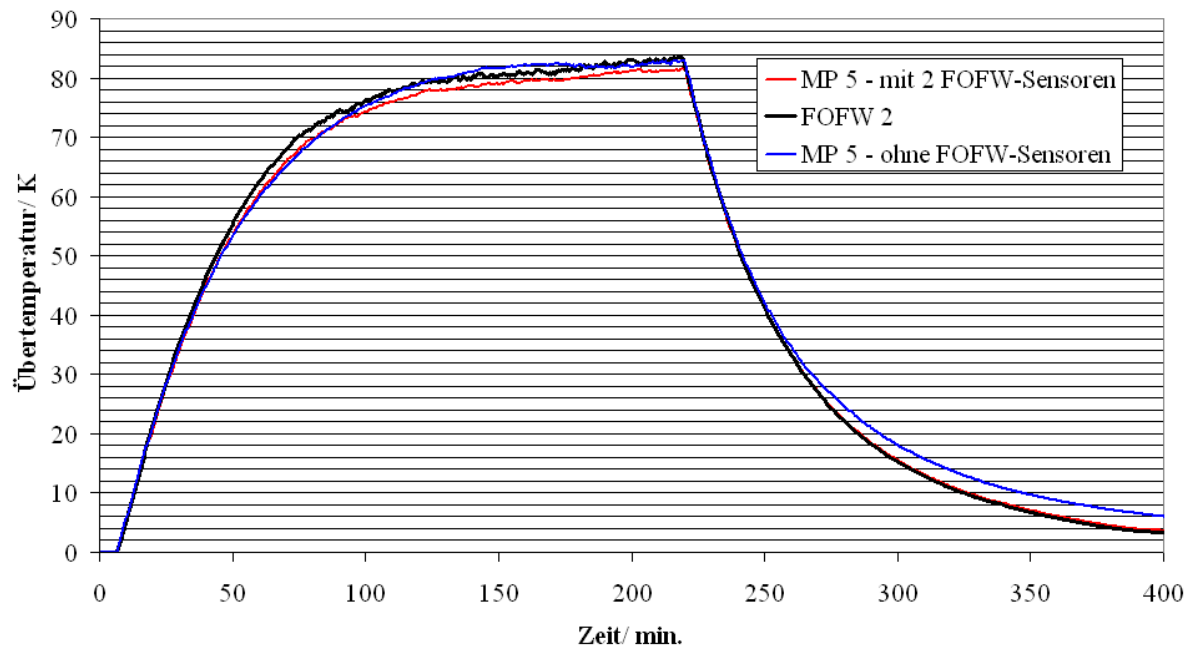


Abbildung 8.23: Übertemperaturen am MP 5 (mit und ohne angebauten FOFW-Sensoren) und FOFW-Temperatur 2 des 245-kV-Drehtrennschalters ($I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$, im Labor)

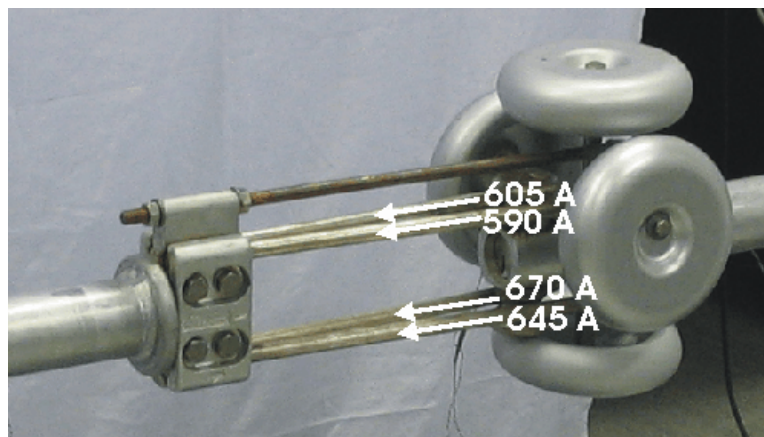


Abbildung 8.24: Gemessene Stromverteilung am 245-kV-Drehtrennschalter bei $I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$

Tabelle 8.9: Messergebnisse am 245-kV-Drehtrennschalter im stationären Zustand bei $I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$ (Bemessungsstrom) und $I_{\text{eff}} = 2000 \text{ A}$

$I_{\text{eff}} = 2500 \text{ A}$		$I_{\text{eff}} = 2000 \text{ A}$	
mit FOFW $\vartheta_u = 18,5 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 19 \text{ °C}$	mit FOFW $\vartheta_u = 19,5 \text{ °C}$	ohne FOFW $\vartheta_u = 18,5 \text{ °C}$
Übertemperatur in K		Übertemperatur in K	
FOFW 1	79	-	55
FOFW 2	83	-	57
MP 1	59	59	41
MP 2	77	79	53
MP 3	75	76	52
MP 4	72	73	51
MP 5	81	83	56
MP 6	86	89	59
MP 7	114	119	82
MP 8	63	62	45
Differenz MP 2	-2	0	
Differenz MP 5	-2	-1	
FOFW 1 - MP 2	2	2	
FOFW 2 - MP 5	2	1	

Es stellt sich hier die gleiche Frage wie bei dem 420-kV-Einsäulentrennschalter. Warum beeinflusst der FOFW-Sensor die Temperatur am Trennschalter weniger stark als am Leiterseil (Kapitel 7.4.2)? Diese Frage wird genau wie bei dem 420-kV-Einsäulentrennschaltersensor durch den Effekt der Oberflächenvergrößerung beantwortet.

Das Strombahnrohr des 245-kV-Drehtrennschalters hat einen Durchmesser von $d = 65 \text{ mm}$. Die Oberflächenvergrößerung durch den FOFW-Sensor am 245-kV-Drehtrennschalter ist fast gleich der beim 420-kV-Einsäulentrennschalter, sie beträgt 15%. Auch hier kann man annehmen, dass der FOFW-Sensor aus diesem Grund nur wenig die Trennschaltertemperatur beeinflusst.

8.4.3.2 Fehlererkennung mittels FOFW-Sensor am Drehtrennschalter

Neben der Messunsicherheit des FOFW-Sensors ist es natürlich auch interessant zu untersuchen, ob ein Fehler am Kontaktsystem oder eventuell auch im Kontaktkopf am 245-kV-Drehtrennschalter durch die Temperaturmessung mittels FOFW-Sensoren oder durch die Differenz zwischen zwei FOFW-Sensoren erkannt werden kann.

Da der verwendete Trennschalter fabrikneu war und somit keine Kontaktschäden vorlagen stellten sich die gleichen Probleme wie bei den Untersuchungen des 420-kV-Einsäulentrennschalters (siehe Kapitel 8.3.3.2). Aus diesem Grund wurde die Fehlernachbildung auch hier durch Isolierung eines einzelnen Kontaktfingers sowie der Isolierung der zwei oberen Kontaktfinger realisiert (siehe **Abbildung 8.25**). Diese Untersuchung wurde mit einem Strom von 2000 A durchgeführt. In **Tabelle 8.10** sind die Ergebnisse für einen isolierten Kontaktfinger und für zwei isolierte Kontaktfinger dargestellt. Durch die Differenzbildung der Temperatur des Sensors 1 (MP 2) und Sensors 2 (MP 5) entsteht ein messbarer Temperaturunterschied bei zwei isolierten Kontaktfingern (im stationären Zustand 9 K). Der Strom betrug dabei 80% des Bemessungsstroms.

In einer Schaltanlage konnte durch Thermografie ein Fehler im Kontaktsystem erkannt werden (siehe **Abbildung 8.26**). Der Strom lag während der Aufnahme bei ca. 50% des Bemessungsstroms. Die Temperaturdifferenz, die von FOFW-Sensoren an diesem Trennschalter gemessen worden wären, läge im Bereich von 10 bis 15 K. Somit ist es denkbar, aus der Temperaturdifferenz der zwei FOFW-Sensoren eine Beurteilung des Kontaktsystems vorzunehmen. Allerdings ist es hierzu notwendig, durch detaillierte Untersuchungen im Rahmen der Weiterarbeit einen Zusammenhang zwischen Temperaturdifferenz und Kontaktzustand zu ermitteln.



Abbildung 8.25: Blick auf zwei isolierte Kontaktfinger des 245-kV-Drehtrennschalters

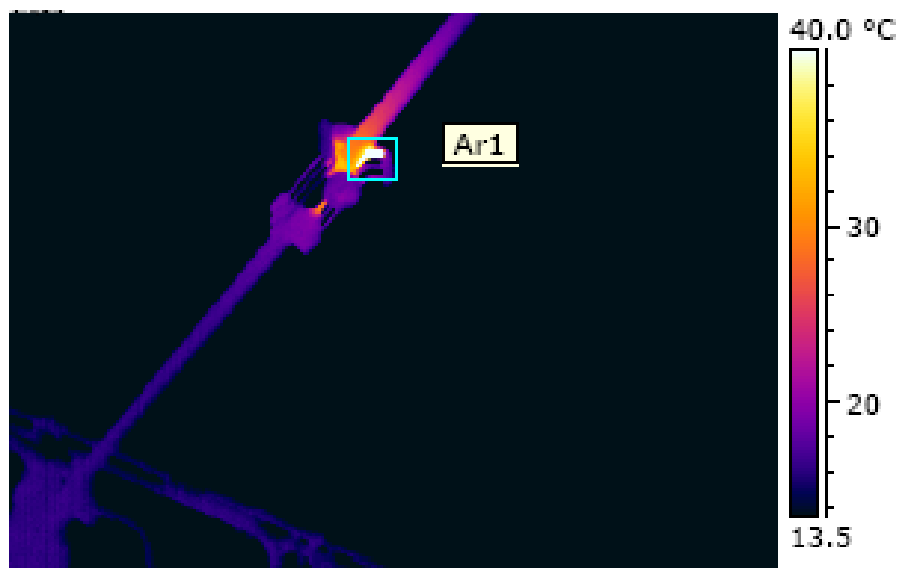


Abbildung 8.26: 245-kV-Drehtrennschalter in einer Schaltanlage

Tabelle 8.10: Messergebnisse – mit und ohne Fehler (Isolierung eines Kontaktfingers und zweier Kontaktfinger) am 245-kV-Drehtrennschalter im stationären Zustand bei $I_{\text{eff}} = 2000 \text{ A}$

ohne Fehler	1 Fingerkontakt isoliert	2 Fingerkontakte isoliert
$\vartheta_u = 19,5 \text{ °C}$	$\vartheta_u = 19,5 \text{ °C}$	$\vartheta_u = 19,5 \text{ °C}$
Übertemperatur in K	Übertemperatur in K	Übertemperatur in K

FOFW 1	55	58	65
FOFW 2	57	63	76
MP 1	41	41	42
MP 2	53	57	65
MP 3	52	63	97
MP 4	51	60	82
MP 5	56	62	75
MP 6	59	62	68
MP 7	82	83	84
MP 8	45	45	45

FOFW 1 - MP 2	2	1	0
FOFW 2 - MP 5	1	1	1
FOFW 1 - FOFW 2	-2	-5	-9

Die Stromverteilung während der Fehler stellt **Abbildung 8.27** dar.

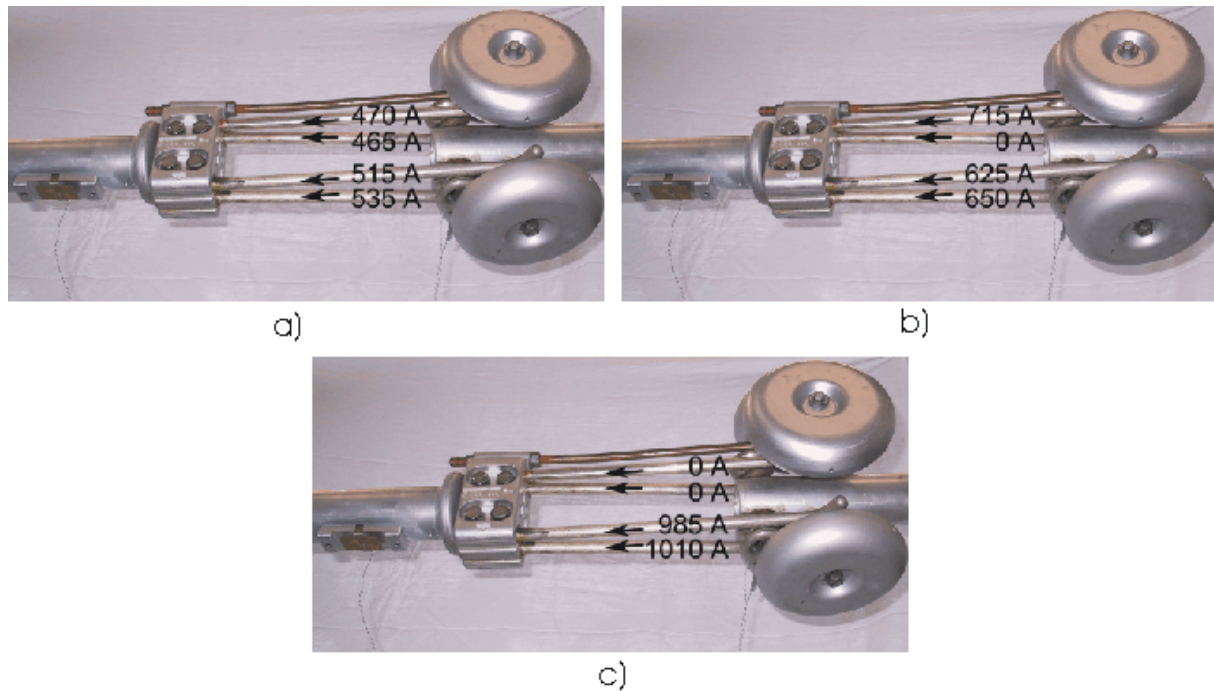


Abbildung 8.27: Stromverteilung während Fehlern am 245-kV-Drehtrennschalter
($I_{\text{eff}} = 2000 \text{ A}$)

a) mit keinem Fehler, b) mit einem Fehler, c) mit zwei Fehlern

Außer einem Fehler im Kontaktsystem wurde in der Praxis auch ein Fehler im Kontaktkopf beobachtet. Während einer Messung mit einer Infrarotkamera in einer Schaltanlage entstand **Abbildung 8.28**. Der linke Kontaktkopf des 123-kV-Drehtrennschalters ist wesentlich wärmer als der rechte. Dies, so ist zu vermuten, rührt von einer schlechten Kontaktierung innerhalb des linken Kontaktkopfes her. Eventuell wäre dieser Fehler durch die Temperaturdifferenzmessung detektierbar.

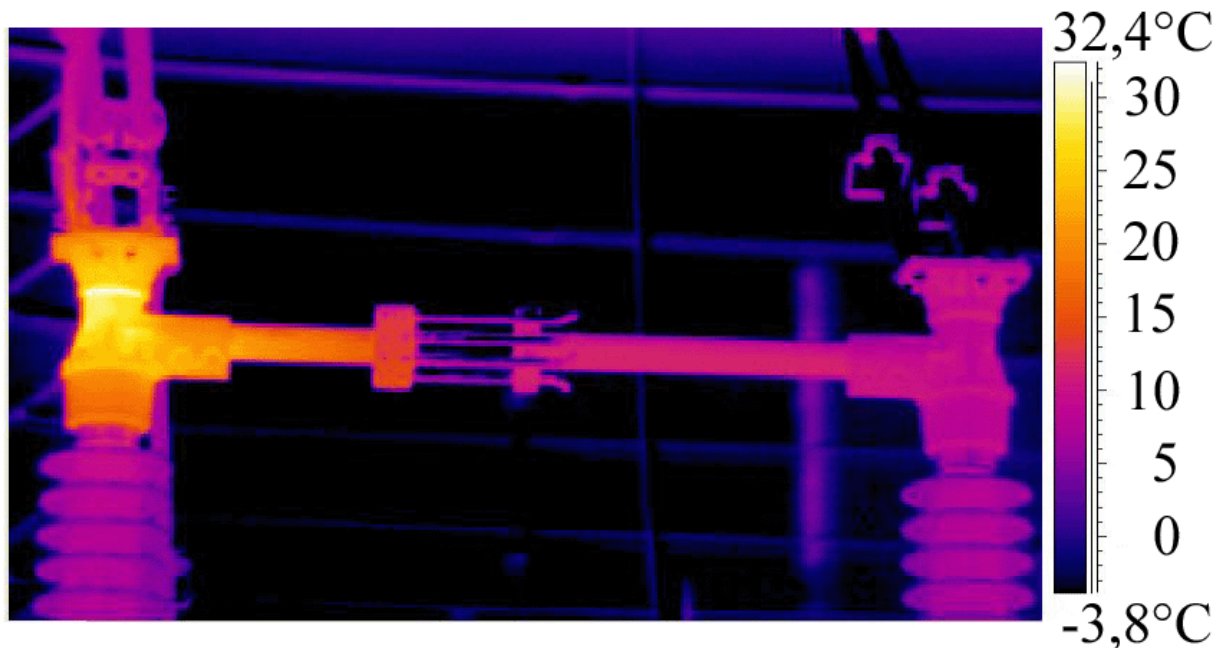


Abbildung 8.28: 123-kV-Drehtrennschalter in einer Schaltanlage
($\varepsilon = 0,95$, $\vartheta_u = 12,5\text{ °C}$, relative Luftfeuchtigkeit = 40%, Entfernung = 6 m)

Die Ergebnisse der Untersuchungen im Labor und der Beobachtungen in einer Schaltanlage zeigen, dass die Detektion von Fehlern durch die Temperaturdifferenzmessung der zwei FOFW-Sensoren im Prinzip möglich ist. Auch durch absolute Temperaturmessung nach [Rogl-99] und [Herr-90] besteht die Möglichkeit, aus der Übertemperatur eines Trennschalters auf seinen Zustand zu schließen.

8.5 Feldversuche

Seit 2004 wurden zwei Feldversuche installiert:

- **Oktober 2004** – mobiles Abfragesystem (420-kV-Einsäulentrennschalter, Bürstadt, RWE, Deutschland),
- **Oktober 2006** – fest installiertes Abfragesystem (245-kV-Drehtrennschalter, FGH Mannheim, Deutschland)

Der FOFW-Sensor wurde im Fall des 420-kV-Einsäulentrennschalters wie ursprünglich geplant am Gegenkontakt montiert (siehe **Abbildung 8.29**). Es ging hierbei um eine prinzipielle Klärung, ob der Sensor durch mechanische Bewegungen oder Lichtbögen beschädigt wird und ob er vom Boden aus abgefragt werden kann. Der Sensor wurde dabei nur gelegentlich abgefragt. Der Sensor funktioniert bis jetzt ohne Probleme.

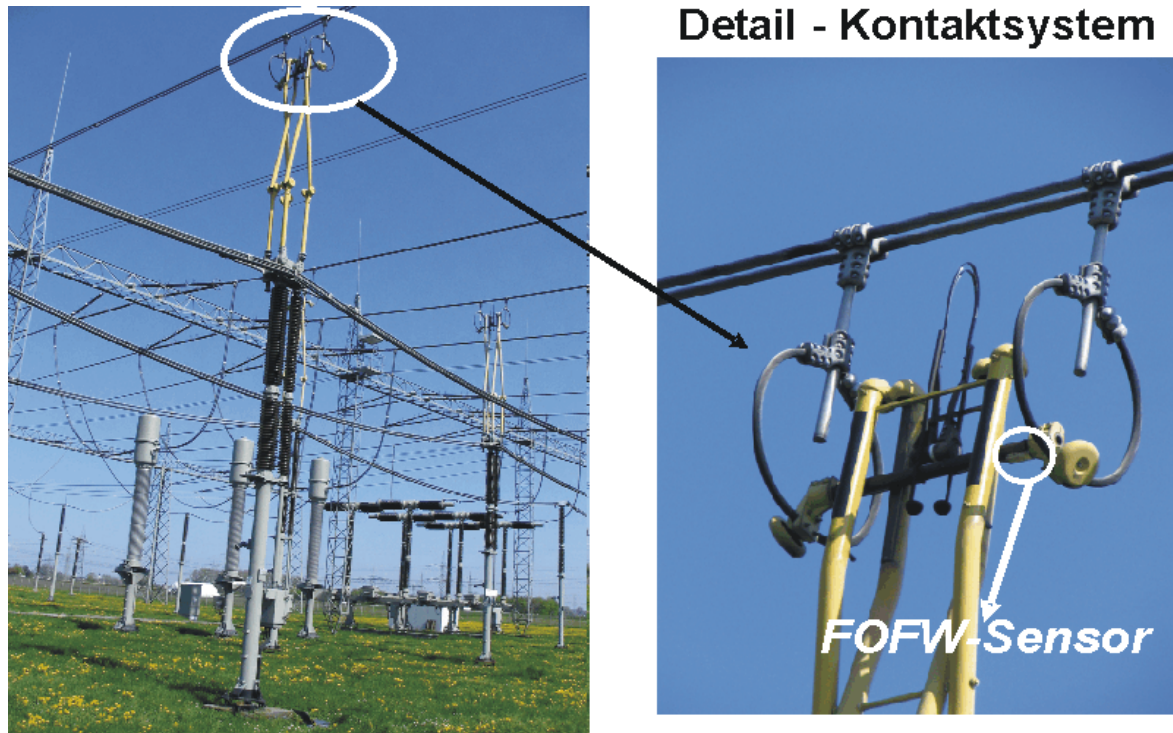


Abbildung 8.29: Kontaktssystem des 420-kV-Einsäulentrennschalters mit dem FOFW-Sensor am Gegenkontakt (Bürstadt, RWE)

Der zweite Feldversuch wurde an einem 245-kV-Drehtrennschalter gestartet. Dieser Trennschalter befindet sich in einem Prüffeld (FGH Mannheim), wo er fast jeden Tag extrem belastet wird. Meistens handelt es sich hier um Kurzschlussstromprüfungen. Der Sensor wurde am Strombahnrohr montiert (siehe **Abbildung 8.30**). Auch hier funktioniert der Sensor bislang einwandfrei.



Abbildung 8.30: Kontaktssystem des 245-kV-Drehtrennschalters mit dem FOFW-Sensor am Strombahnrohr (FGH Mannheim)

8.6 Temperaturmessung an Trennschalterkontakten - Zusammenfassung

In der letzten Zeit ist der Druck, die Übertragungskapazität der Freileitungen mit einem Monitoringverfahren zu erhöhen, größer geworden. Wenn sich aber die Freileitungsübertragungskapazität erhöht, werden auch alle anderen Betriebsmittel und Geräte (Trennschalter, Leistungsschalter, Messwandler usw.) in den Schaltanlagen entsprechend belastet. Daher sollten auch diese ggf. mit Diagnosesystemen ausgestattet werden. Das Kapitel 8 hat sich mit der Zustandsbewertung von Trennschalterkontakten mit der FOFW-Technik beschäftigt. Mit den FOFW-Sensoren kann man die Temperatur der Kontaktstücke messen, wobei der größte Vorteil die völlig passive Wirkungsweise der Sensoren ist. Das bedeutet, dass sie keine Energiequelle benötigen und sich damit zu Temperaturmessung auf Hochspannungspotential anbieten.

Für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten wurde ähnlich denen für die Leiterseilüberwachung ein neuer Sensor entwickelt. Der Sensor besteht dabei aus drei Teilen: einem FOFW-Sensorchip, einer Sensorantenne und einem Gehäuse. Das Design des Sensors lässt sich durch leichte Änderungen der äußeren Form an unterschiedliche Trennschalterttypen anpassen. Die Anforderungen an den Sensor für die Temperaturmessung an Trennschalterkontakten sind unterschiedlich zu denen der Leiterseiltemperaturmessung. Der Sensor muss durch das Schalten von kapazitiven Strömen und Kommutierungsströmen zusätzlichen Beanspruchungen standhalten. Entsprechende Prüfungen hat der Sensor ohne Probleme bestanden. Es wurden weiterhin die thermischen Eigenschaften untersucht und geklärt, ob mit Hilfe der Temperaturmessung eventuell Fehler im Kontaktsystem eines Trennschalters erkannt werden können.

Für die Untersuchungen standen zwei Trennschalterttypen zur Verfügung: ein 420-kV-Einsäulentrennschalter (in gebrauchtem Zustand) und ein neuer 245-kV-Drehtrennschalter. Die thermischen Eigenschaften des FOFW-Sensors sind abhängig von der gewählten Position am Trennschalter. Aus diesem Grund musste erst die Position des Sensors am Trennschalter bestimmt werden. Für die Wahl der Position müssen verschiedene Gesichtspunkte berücksichtigt werden, damit der Sensor nicht durch Lichtbögen etc. beschädigt wird und Fehler sicher erkannt werden können.

Der Sensor bzw. zwei FOFW-Sensoren wurden am 420-kV-Einsäulentrennschalter erst an der Unterseite des Gegenkontaktes angebracht, weil sie in dieser Position vom Boden aus abgefragt werden können und vermutet wurde, dass dort ein Fehler am Kontaktsystem durch

erhöhte Temperatur identifizieren werden kann. Der 420-kV-Einsäulentrennschalter wurde während der Untersuchungen mit Stromstärken bis zu 3000 A belastet. Die größte Messunsicherheit des Sensors wurde, unter Laborbedingungen, im stationären Zustand gemessen und betrug 2 K, was hinreichend ist. Daher war keine weitere Optimierung des Sensors nötig. Des Weiteren wurde untersucht, ob die Detektierbarkeit von Fehlern durch die FOFW-Sensoren am Kontaktsystem des 420-kV-Einsäulentrennschalters gegeben ist. Die Fehlernachbildung wurde durch die Isolierung einzelner Kontakte und der daraus resultierenden Strom- und Temperaturerhöhung in den verbliebenen Kontakten realisiert. Aufgrund der großen Oberfläche und Masse des Gegenkontaktes kann der deutliche Temperaturanstieg an der Kontaktstelle am Gegenkontakt nur stark vermindert nachvollzogen werden. Aus diesem Grund ist der Gegenkontakt wenig geeignet zur Fehlererkennung am Kontaktsystem. Es wurden neue Positionen für die FOFW-Sensoren an den Kontaktrohren des 420-kV-Einsäulentrennschalters vorgeschlagen, die vielversprechend erscheinen. Dieser Vorschlag sollte allerdings durch weitere Untersuchungen entsprechend überprüft werden. Weiterhin sind für diese Position neue Sensoren zu entwickeln.

Ähnliche Untersuchungen wurden auch an einem 245-kV-Drehtrennschalter durchgeführt. Die FOFW-Sensoren wurden an der Unterseite des Strombahnrohres in der Nähe der Kontaktfinger montiert. Auch hier stellte sich heraus, dass die FOFW-Sensoren mit einer Messunsicherheit von 2 K messen (unter Laborbedingungen, bei Bemessungsstrom, im stationären Zustand). Die Fehlernachbildung wurde durch die Isolierung einzelner Kontaktfinger und der daraus resultierenden Strom- und Temperaturerhöhung in den verbliebenen Kontaktfingern realisiert. Die Ergebnisse der Untersuchungen im Labor und der Beobachtungen in einer Schaltanlage zeigen, dass die Detektion von Fehlern durch die Temperaturdifferenzmessung der zwei FOFW-Sensoren im Prinzip möglich ist. Hierzu sind allerdings ebenfalls noch eingehendere Untersuchungen notwendig.

Es besteht außerdem noch nach [Rogl-99] [Herr-90] die Möglichkeit, aus der Übertemperatur eines Trennschalters auf seinen Zustand und die damit verbleibende Restnutzungsdauer zu schließen. Diese Methoden sind für beide Typen von Trennschaltern anwendbar.

Seit 2004 wurden zwei Feldversuche gestartet: eine Messung mit mobiler Abfrage an einem 420-kV-Einsäulentrennschalter und ein Feldversuch als Online-Messung an einem 245-kV-Drehtrennschalter. Es ging hierbei vornehmlich um die Erprobung der Sensoren unter realen Bedingungen. Besonders der Sensor am 245-kV-Drehtrennschalter ist sehr stark mechanisch und thermisch belastet. Bisher funktionieren die installierten Sensoren einwandfrei.

9 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die Einsatzmöglichkeiten von passiven FOFW-Sensoren in der elektrischen Energietechnik am Beispiel zweier Einsatzgebiete: Leiterseiltemperaturmessung und Zustandsbewertung von Trennschalterkontakten. Zunächst wurde die Verwendbarkeit der FOFW-Sensoren im Bereich von Hochspannungsanwendungen durch verschiedene Hochspannungs-, Hochstrom- und thermische Prüfungen nachgewiesen.

Als erstes wurde ein HF-technisch und dielektrisch optimierter Sensor für die Leiterseiltemperaturmessung entwickelt. Wie sich im Laufe der Erprobung herausstellte, war die Messunsicherheit jedoch noch nicht zufriedenstellend. Dies wurde durch das den Sensorchip umgebende Gehäuse verursacht. Das Aluminiumgehäuse, welches zur dielektrischen Steuerung und als Schutz gegen Umwelteinflüsse dienen sollte, wies eine zu große Masse und Oberfläche auf. Dadurch wurden die thermischen Eigenschaften des Sensors negativ beeinflusst. Für die Verbesserung bieten sich grundsätzlich zwei Möglichkeiten an: Umgestaltung des Gehäuses dergestalt, dass es praktisch fast keinen Einfluss mehr hat oder eine Korrelationsrechnung, mit der die verfälschte Temperatur korrigiert wird. Beide Möglichkeiten wurden in dieser Arbeit verfolgt.

Es wurde ein thermisch optimierter Leiterseiltemperatursensor entwickelt. Seine Messunsicherheit liegt bei ± 4 °C. Als zweites wurde eine Korrelationsrechnung für den nicht thermisch optimierten Leiterseilsensor durchgeführt. Diese basiert auf Entfaltung und Faltung der gemessenen Sensortemperatur. Die Korrelationsrechnung wurde unter Laborbedingungen untersucht, die Messunsicherheit betrug dabei $\pm 3,5$ °C.

Es wurden mehrere Feldversuche durchgeführt, um die Funktionsfähigkeit des Systems unter realen Bedingungen zu testen. Der längste Feldversuch lief über drei Jahre. Er wurde mit dem nicht thermisch optimierten Sensor an einer 123-kV-Freileitung durchgeführt. Hierbei wurde ein fest installiertes Abfragesystem eingesetzt, das ein Online-Monitoring ermöglichte. Zwei weitere Systeme wurden an einer 420-kV-Freileitung fest installiert, daneben gab es verschiedene Installationen, die mittels mobiler Abfragesysteme ausgewertet wurden. Hierbei zeigte sich, dass die FOFW-Technik eine robuste Lösung darstellt, die für die Online-Überwachung von Freileitungen sehr gut geeignet ist. Ein Vorteil dieser Technik ist die schnelle und unkomplizierte Montage des Sensors an bestehenden Freileitungen. Alle elektronischen Bauteile (Abfrageeinheit), die während des Betriebs ausfallen können, befinden sich am Mast, wo sie im Bedarfsfalle ohne eine Abschaltung der Freileitung

ausgetauscht werden können. Da der Temperatursensor nur aus einem völlig passiv arbeitenden Chip besteht, ist er äußerst störunanfällig, so dass im Betrieb keinerlei Wartungsarbeiten zu erwarten sind.

Für die Zustandsbewertung von Trennschaltern wurde ein Trennschaltersensor entwickelt, der nach dem gleichen Prinzip wie der Leiterseiltemperatursensor funktioniert. Er muss jedoch zusätzliche Anforderungen erfüllen (Schalten von kapazitiven- und Kommutierungsströmen). Der Sensor ist HF-technisch, dielektrisch und thermisch optimiert.

Untersucht wurden zwei Trennschalterttypen: ein 420-kV-Einsäulentrennschalter und ein 245-kV-Drehtrennschalter. Für beide wurde zunächst ihre Position am Trennschalter festgelegt. Für die Wahl der Position waren verschiedene Gesichtspunkte maßgebend, unter anderem sollte der Sensor nicht durch Lichtbogeneinflüsse beschädigt werden. An diesen Positionen wurde dann die Messunsicherheit untersucht, in beiden Fällen liegt sie bei ± 2 K.

Im Verlauf der Untersuchungen stellte sich heraus, dass die zuvor gewählte Position für den Sensor am Gegenkontakt des 420-kV-Einsäulentrennschalters zur Erkennung von Fehlern weniger gut geeignet ist. Jedoch bieten sich die Rückseiten der Kontaktarme im Bereich des Gegenkontaktes als Position für die Sensoren an. An diesen Positionen ist es möglich, einen Fehler im Kontaktsystem durch die auftretenden Übertemperaturen zu erkennen. Allerdings ist es hierzu notwendig, neue Sensoren mit anderen Antennen zu entwickeln, damit eine Abfrage von Boden aus möglich ist.

Für den 245-kV-Drehtrennschalter wurde das Strombahnrohr (rechts und links des Kontaktsystems) als Position für die Sensoren gewählt. Untersucht wurde, ob durch Bildung der Temperaturdifferenz zwischen den beiden Sensoren eine Fehlererkennung möglich ist. Die Ergebnisse der Untersuchungen im Labor und der Beobachtungen in einer Schaltanlage zeigen, dass die Detektion von Fehlern durch die Temperaturdifferenzmessung im Prinzip möglich ist. Hierzu sind allerdings noch eingehendere Untersuchungen notwendig. Weiterhin ist es auch hier möglich, die Übertemperaturen direkt zu bewerten.

Es wurden zwei Feldversuche gestartet: eine Messung mit mobiler Abfrage an einem 420-kV-Einsäulentrennschalter und ein Feldversuch als online-Messung an einem 245-kV-Drehtrennschalter. Es ging hierbei vornehmlich um die Erprobung der Sensoren unter realen Bedingungen. Bislang zeigt keiner der Sensoren eine Funktionsbeeinträchtigung.

10 Ausblick und Weiterarbeit

Der größte Vorteil der FOFW-Technik ist ihre passive Funktionsweise über Entfernungen bis zu 15 m auch durch nichtleitende Materialien (Porzellan, Kunststoffe) hindurch. Durch dieses einmalige Wirkungsprinzip sind die FOFW-Sensoren nicht nur prädestiniert für den Einsatz in der elektrischen Energieversorgung, sondern überall, wo man z.B. an bewegten Teilen oder in hermetisch verschlossenen Gehäusen messen muss. Da sich während der Arbeit die Verwendbarkeit und Robustheit der Sensoren bestätigt hat, bietet es sich an, ihre Verwendbarkeit für andere Anwendungen der Energietechnik näher zu untersuchen. Beispielsweise wäre es denkbar, Sensoren zur Strom- und Spannungsmessung zu entwickeln. Ein solcher Stromsensor könnte über eine magnetostriktive Schicht realisiert werden, durch welche die Stromhöhe in eine Längenänderung umgewandelt wird.

Die Messung der Zugspannung eines Freileitungsseils kann zum Online-Monitoring von Freileitungsseilen verwendet werden [Sepp-04]. Für die Realisierung dieser Zugspannungsmessung bietet sich ebenfalls die Verwendung von FOFW-Sensoren an. Durch die Entwicklung eines Zugspannungssensors könnte die Zugspannungsmessung ebenfalls völlig passiv und damit wartungsarm realisiert werden.

Sehr großes Interesse an dieser Technik besteht auch außerhalb der Energietechnik, wie sich durch Anfragen und Diskussionen immer wieder gezeigt hat.

Während des Entstehens dieser Arbeit und der Weiterentwicklung der FOFW-Sensoren zum Online-Monitoring von Freileitungen konnte ein Hersteller dafür gewonnen werden, ein FOFW-Temperatursensor-System¹⁶ auf den Markt zu bringen. Damit ist eine wichtige Voraussetzung erfüllt, um andere Anwendungen näher zu untersuchen.

¹⁶ RITHERM ®

Literaturverzeichnis

- [Balz-06] Balzer, G. *Energieversorgung – Teil I*. Vorlesungsskript. TU Darmstadt, Institut für Elektrische Energieversorgung, 2006.
- [Berg-96] Bergmann, R. *Zum Langzeitverhalten des Widerstands elektrischer Stromschienenverbindungen*. Dissertation. VDI Verlag, 1996.
- [Blac-88] Black, W. Z.; Collins, S. S.; Hall, J. F. *Theoretical model for temperature gradients within bare overhead conductor*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No.2, April 1988.
- [Böhm-92] Böhme, H. *Mittelspannungstechnik*. Verlag Technik Berlin München, 1992.
- [Brau-04-a] Brauner, G. O. *Simulationsverfahren für das Engpassmanagement zur Abwehr von Großstörungen*. E&i - Elektrotechnik und Informationstechnik, Heft 11, Jg. 121, S. 425-429, November 2004.
- [Brau-04-b] Brauner, G. O.; Heidl, M. O.; Popelka, H.; Erven, H. *Spannungsstabilität und Gefahren eines Voltage Collapse in Österreich*. E&i - Elektrotechnik und Informationstechnik, Heft 11, Jg. 121, S. 430-434, November 2004.
- [Bund-03] Bundesamt für Energie BFE. *Bericht über den Stromausfall in Italien am 28. September 2003*. November 2003.
- [Bund-05] Bundesverband Windenergie e.V. *Datenblatt Windenergie in Deutschland*. http://www.wind-energie.de/fileadmin/dokumente/Hintergrundpapiere/HG_Datenblatt_2005.pdf, 29.01.2007.
- [Chen-03] Chen, S. L.; Black, W. Z.; Fancher, M. L. *High-Temperature Sag Model for Overhead Conductors*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 1, January 2003.
- [Doug-99] Douglass, D. A., Edris, A. A. *Field Studies of Dynamic Thermal Rating Methods for Overhead Lines*. IEEE, S. 842-851, 1999.
- [Doug-00] Douglass, D. A., Motlis, Y.; Seppa, T. O. *IEEE's Approach for increasing transmission line ratings in north Amerika*. Cigre 2000, Paper No. 22-302, Paris, 2000.
- [Dena-05] Deutsche Energie-Agentur (dena). *Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse der Studie "Energiewirtschaftliche Planung für die Netzintegration von Windenergie in Deutschland an Land und Offshore bis zum Jahr 2020" (dena-Netzstudie) durch die Projektsteuerungsgruppe*. Berlin, 2005.
- [Deve-06] Deve, H. E.; Clark, R.; Stovall, J.; Barrett, S.; Whapham, R.; Quesnel, W. *Field Testing of ACCR Conductor*. Cigre 2006, Paper No. B2-314, Paris, 2006.
- [Erk-74] Erk, A.; Schmelze, M. *Grundlagen der Schaltgerätetechnik*. Springer Verlag, Braunschweig, 1974.
- [Erk-79] Erk, A. *Elektrische Energieversorgung – Teil 3: Anlagen und Betriebsmittel*. Vorlesungsskript, TU Braunschweig, 1979.
- [GuoQ-96] GuoQing, Q. *Digital Signal Processing in FMCW Radar – Marine Tank Gauging System*. Proceedings of ICSP'96, 1996.

- [Fachb-04] Fachberger, R.; Bruckner, G.; Knoll, G.; Hauser, R.; Biniasch, J.; Reindl, L. *Applicability of LiNbO₃, Languisite and GaPO₄ in High Temperature SAW Sensors Operation at Radio Frequencies*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control, Vol. 51, No. 11, November 2004.
- [Fink-02] Finkenzeller, K. *RFID – Handbuch, Grundlagen*. Carl Hanser Verlag, 3. Auflage, 2002.
- [Fisch-89] Fischer, R.; Kießling, F. *Freileitungen (Planung, Berechnung, Ausführung)*. Springer Verlag, 3. Auflage, 1989.
- [Fric-01] Fricke, D.; Rogler, R. D.; Löbl, H. *Restnutzungsdauer von elektrischen Verbindungen*. Etz Heft 21, S. 38-45, 2001.
- [Foss-92] Foss, S. D.; Marajo, R. A. *Evaluation of an overhead line forecast rating algorithm*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 3, July 1992.
- [Hall-88] Hall, J. F.; Deb, A. K.; Savoullis, J. *Wind tunnel studies of transmission line conductor temperatures*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 2, April 1988.
- [Herr-90] Hermann, K. *Wissenspeicher Infrarottechnik*. Leipzig: Fachbuchverlag, 1990.
- [Hinr-98] Hinrichsen, V.; Scholl, G. *Online-Temperaturmessung an MO-Überspannungsableitern mit funkabfragbaren Oberflächenwellensensoren*. Elektrizitätswirtschaft, Jg. 97, Heft 17-18, 1998.
- [Hinr-02] Hinrichsen, V.; Steinfeld, K. *Temperaturmessung und –monitoring mit Hilfe passiver, funkabfragbarer Oberflächenwellen-Temperatursensoren*. ETG-Fachbericht 87 „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, S. 121-124, 26.-27.2.2002, Berlin.
- [Jerr-88] Jerrell, J. W.; Parker, T. J. *Critical span analysis of overhead conductors*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 4, October 1988.
- [Kalk-06] Kaltschmitt, M.; Streicher, W.; Hiese, A. *Erneuerbare Energien – Systemtechnik, Wirtschaftlichkeit, Umweltaspekte*. Springer Verlag Berlin, 4. Auflage, 2006.
- [Kark-04] Kark, K. *Antennen und Strahlungsfelder*. Vieweg Verlag, 1. Auflage, 2004.
- [Kieß-98] Kießling, F.; Puschmann; Schmieder; Schmidt. *Fahrleitungen elektrischer Bahnen*. Teubner Verlag, 2. Auflage, 1998.
- [Kreb-02] Krebber, K.; Schiffner, G. *Monomode-Fasersensor zur orts aufgelösten Temperatur- bzw. Dehnungsmessung basierend auf der stimulierten Brillouin-Streuung*. E&I Elektrotechnik und Informationstechnik, Heft 4, Jg. 119, S. 121-125, April 2002.
- [Kreu-04] Kreusel, J. *Erhöhte Anforderungen an die Reaktionsfähigkeit in Übertragungsnetzen in liberalisierten Strommärkten*. Ew – Elektrizitätswirtschaft, Heft 15/2004, S. 54-58, 2004.
- [Kuchl-95] Kuchling, H. *Taschenbuch der Physik*. Fachbuchverlag Leipzig - Köln, 1995.
- [Lemm-00] Lemme, H. *Sensoren drahtlos abgefragt (Messwerterfassung und Identifikation mit Piezoelementen)*. Elektronik 10/2000.
- [Löbl-85] Löbl, H. *Zur Dauerstrombelastbarkeit und Lebensdauer der Geräte der Elektroenergieübertragung*. Dissertation TU Dresden, 1985.

- [Mros-98] Mrosk, J. W.; Ettl, Ch.; Berger, L.; Dabala, P.; Fecht, H.; Dommann, A.; ... *SAW Sensors for High Temperature Applications*. IEEE 1998.
- [Mros-01] Mrosk, J. W.; Berger, L.; Ettl, Ch.; Fecht, H.; Fischerauer, G.; Dommann, A. *Materials Issues of SAW Sensors for High-Temperature Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 2, April 2001.
- [Muhr-06] Muhr, M.; Pack, S.; Jaufer, S.; Lugschitz, H. *Thermography of Aged contacts of High Voltage Equipment*. Cigre 2006, Paper No. A3-202, Paris, 2006.
- [Neum-03] Neumann, C. *Skriptum zur Vorlesung Hochspannungsschaltgeräte und -anlagen*. TU Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2003.
- [Nold-03] Nolden, W.; Fink, N. *Betriebsüberwachung von Freileitungen mit intrinsischer Temperaturmessung*. Ew Jg. 102, Heft 8, S. 18-19, 2003.
- [Pack-04] Pack, S.; Körbler, B.; Jaufer, S. *Zustandsbewertung von Freiluft-Trennschaltern mit Hilfe von Thermovision*. ETG-Fachtagung "Diagnostik elektrischer Betriebsmittel", ETG-Fachbericht 97, Köln, 2004.
- [Pohl-00-h] Pohl, A. *Passive Radio Sensor Systems*. Habilitationsschrift – TU Wien, 2000.
- [Pohl-00-p] Pohl, A. *A Review of Wireless SAW Sensors* (invited Paper). IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control, Vol. 47, No. 2, März 2000.
- [Pohl-99] Pohl, A. *Akustische Oberflächenwellenbauelemente und –sensoren*. Unterlagen zur Vorlesung – TU Wien, 1999.
- [Pres-93] Press, W. H.; Teukolsky, S. A.; Vetterling, W. T. *Numerical Recipes in C*. Cambridge University Press, 1993.
- [Rapp-99] Rappenecker, T. *Hoch- und Höchstspannungsleitungen durch Bodenabstandsmessung noch besser auslasten*. Forschung, Entwicklung und Demonstration, EnBW AG, Karlsruhe, S. 24, 1999.
- [Rehf-96] Rehfeldt / Knud. *Windenergienutzung in der Bundesrepublik Deutschland*. DEWI (Deutsches Windenergie-Institut) Magazin Nr. 8, Februar 1996.
- [Rein-98] Reindl, L.; Scholl, G.; Ostertag, T.; Scherr, H.; Wolff, U.; Schmidt, F. *Theory and Application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control, Vol. 45, No. 5, September 1998.
- [Rein-99] Reinicke, R. *Temperaturbestimmung von Leiterseilen*. Fachtagung „Aktuelle Probleme des Freileitungsbaus“, Tagungsband S. 7.1-7.11, 1999.
- [Rein-01] Reindl, L. *Über Funk auslesbare passive Sensoren*. ITZ Berichte 03/2001.
- [Rein-03] Reindl, L.; Shrena, I.; Peter, R. *High Precision Wireless Measurement of Temperature by Using Surface Acoustic Waves Sensors*. SENSOR 03, 13.-15. Mai 2003, Nürnberg.
- [Rein-04] Reindl, L. *Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors*. 2nd Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, Chiba Univ. 3rd-5th March, 2004.
- [Rein-05] Reindl, L. *Unwired SAW Sensors Systems*. LFNM 2005, 15-17 September 2005, Yalta, Crimea, Ukraine.

- [Rein-05] Reindl, L. *Unwired SAW Sensors Systems*. LFNM 2005, 15-17 September 2005, Yalta, Crimea, Ukraine.
- [Rogl-99] Rogler, R. D. *Infrarotdiagnose an Verbindungen der energetischen Elektrotechnik*. Dissertation. VDI Verlag, 1999.
- [Sant-04] Santer, G. *Heisse Leitungen hängen durch*. Bulletin SEV/VSE 24/25 04, Schweiz, S.37-38, 2004.
- [Sepp-93] Seppa, T. O. *A practical approach for increasing the thermal capabilities of transmission lines*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [Sepp-94] Seppa, T. O. *Accurate ampacity determination: Temperature – Sag model for operational real time ratings*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, July 1995.
- [Sepp-00] Seppa, T. O.; Damsgaard-Mikkelsen, S.; Clements, M.; Payne, R.; Coad, N. *Application of real time thermal ratings for optimizing transmission line investment and operating decisions*. Cigre 2000, Paper No. 22-301, Paris, 2000.
- [Shre-02] Shrena, I. M. *Signalauswertung eines funkauslesbaren OFW-Temperatursensors*. Master's Thesis. Technische Universität Clausthal.
- [Schen-03] Schenk, M. *Thermische Bemessung von Netzstationen*. Dissertation. VWEW Energieverlag, 1. Auflage, 2003.
- [Schol-98] Scholl, G.; Schmidt, F.; Ostertag, T.; Reindl, L.; Scherr, H.; Wolff, U. *Wireless passive SAW Sensor Systems for industrial and domestic Applications*. IEEE International Frequency Control Symposium 1998, Pasadena, California
- [Schol-03] Scholl, G.; Korden, C.; Riha, E.; Ruppel, C.C.W.; Riha, G.; Reindl, L.; Weigel, R. *SAW-Based Radio Sensor Systems for Short-Range Applications*. IEEE microwave magazine, December 2003.
- [Skol-80] Skolnik, M. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill Book Company, 2. Auflage, 1980.
- [Stel-03] Stelzer, A.; Schuster, S.; Scheiblhofer, S. *Readout unit for wireless SAW sensors and ID-tags*. Technical report, Institute for Communication and Information Engineering, JK University Linz.
- [Step-00] Stephen, R. *Description of state of the art methods to determine thermal rating of lines in real-time and their application in optimising power flow*. Cigre 2000, Paper No. 22-304, Paris, 2000.
- [Step-01] Stephen, R. *Real Time Monitoring* (on behalf of Cigré WG 22.12). Electra No. 197, August 2001.
- [Step-05] Stephen, R. *Overhead line solutions for a changing Industry*. Electra No. 220, June 2005.
- [Stoy-71] Stoye, H. J.; Löbl, H. *Die Wärmenetzmethode als Modell zur thermischen Untersuchung fabrikfertiger kleinräumiger Schaltanlagen*. Elektrie 25, H.12, 1971.

-
- [Tuns-00] Tunstall, M. J.; Hoffmann, S. P.; Derbyshire, N. S.; Pyke, M. J. *Maximising the ratings of national grid's existing transmission line using high temperature, low sag conductor*. Cigre 2000, Paper No. 22-202, Paris, 2000.
- [Weib-06] Weibel, M.; Imhof, K.; Sattinger, W. *Overhead Line Temperature Monitoring Pilot Project*. Cigre 2006, Paper No. B2-311, Paris, 2006.
- [Wies-99] Wiesbeck, W. *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. Skriptum zur Vorlesung. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe.
- [Work-06] Working Group B2.12. *Guide for selection of weather parameters for bare overhead conductor ratings*. Cigre, August 2006.

Normen

- [DIN EN 50182] Leiter für Freileitungen – Leiter aus konzentrisch verseilten runden Drähten, Dezember 2001.
- [DIN EN 50341-1] Freileitungen über AC 1 kV bis einschließlich AC 45 kV – Teil 1: Allgemeine Anforderungen – Gemeinsame Festlegungen, Mai 2005.
- [DIN EN 50341-3-4] Freileitungen über AC 1 kV bis einschließlich AC 45 kV – Teil 3-4: Nationale Normative Festlegungen, Mai 2005.
- [DIN EN 60060-1] Hochspannungs-Prüftechnik, Teil 1: Allgemeine Festlegungen und Prüfbedingungen, 1991.
- [DIN EN 60071-1] Isolationskoordination, Teil 1: Begriffe, Grundsätze und Anforderungen, 1995.
- [DIN VDE 0210] Bau von Starkstrom-Freileitungen mit Nennspannungen über 1 kV, Dezember 1985.
- [ETSI EN 300 328] Elektromagnetische Verträglichkeit und Funkspektrumangelegenheiten (ERM); Breitband-Übertragungssysteme; Datenübertragungseinrichtungen für den Einsatz im 2,4 GHz ISM-Band mit Spreizspektrummodulation.
- [IEC 62271-102] High-voltage switchgear and controlgear, Part 102: High-voltage alternating current disconnectors and earthing switches, 2001.
- [IEC 60099-4] Surge arresters - Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for a.c. systems, 2006.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Renata Teminova
1. 3. 1978 in Trebic/
Tschechische Republik geboren
ledig

Schul Ausbildung

1984–1992	Grundschule (In Tschechien erfolgt ein Wechsel auf das Gymnasium erst nach einer 8-jährigen allgemeinen Schul Ausbildung)
1992–1996	Gymnasium

Studium

1996–2002	Studium an der Fakultät für Elektrotechnik, Fachrichtung Elektrische Energietechnik, Technische Universität Prag
Februar 2002	Diplom

Berufstätigkeiten

07/2002-05/2007	Wissenschaftliche Mitarbeiterin an der Fakultät für Elektrotechnik, Fachgebiet Hochspannungstechnik, Technische Universität Darmstadt
seit Juli 2007	Qualitätsingenieur bei ABB AG, Grossauheim

Veröffentlichungen

- [1] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Hudasch M., Bebensee R.: *Einsatz von passiven funkabfragbaren Oberflächenwellen-Sensoren zur Temperaturüberwachung von Leiterseilen*
ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Köln, 9.-10.3.2004 ETG-Fachbericht 97, S.353-358
- [2] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Hudasch M., Bebensee R.: *New Method of Temperature Measurement in High-Voltage Systems*
12th International Conference, SENSOR 2005, Nürnberg, 10.-12.05.2005
Sensor 2005, Proceedings Volume II, Nr. A7.1, pp. 13-18
- [3] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Hudasch M., Bebensee R.: *New Method of Temperature Measurement in High-Voltage Systems by passive remote SAW sensors*
14th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2005), China, Peking 25.-29.05.2005
Proceedings of the 14th ISH, Nr. G-030, pp. 366
- [4] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Hudasch M., Bebensee R.: *New Approach to Temperature Measurement by Passive Remote Surface Acoustic Wave Sensors - Application Examples: Overhead Line Conductors and High-Voltage Disconnecter Contacts*
EuroDoble 2005 Colloquium, October 17-19, 2005, Oslo, Norway
Availability through Reliability for Power Utilities, pp. 117-122
- [5] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Strehl T., Hudasch M., Bebensee R.: *New Approach to Temperature Monitoring of Overhead Transmission Lines and High-Voltage Disconnecter Contacts*
CMD – „International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis“, Changwon, Korea, 02.-05.04.2006
- [6] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Neumann C., Bebensee R., Hudasch M., Weibel M., Hartkopf T.: *New Approach to Overhead Line Conductor Temperature Measurement by Passive Remote Surface Acoustic Wave Sensors*
CIGRÉ Konferenz 2006, 27. August – 1. September 2006, Paris, Report B2-304
- [7] Teminova R., Hinrichsen V., Freese J., Hudasch M., Bebensee R., Neumann C.: *Betriebserfahrungen mit passiven funkabfragbaren OFW-Sensoren zur Messung der Temperatur von Freileitungs-Leiterseilen und Trennschalterkontakten*
ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Kassel, 19.-20.09.2006
- [8] Bernauer, Ch.; Böhme, H.; Grossmann, S.; Hinrichsen, V.; Kornhuber, S.; Markalous, S.; Muhr, M.; Strehl, T.; Teminova, R.: *Temperature Measurement on Overhead Transmission Lines (OHTL) utilizing Surface Acoustic Wave (SAW) sensors*
CIRED – 19th International Conference on Electricity on Electricity Distribution, Vienna, 21-24 May 2007, Paper 0788
- [9] Teminova R., Hinrichsen V.: *Application of novel passive remote SAW temperature sensors to overhead transmission lines and high-voltage disconnecter contacts - Service experience and progress in development*

15th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2007), Slovenia, Ljubljana 27.-31.08.2007

- [10] Bernauer, Ch.; Böhme, H.; Grossmann, S.; Hinrichsen, V.; Kornhuber, S.; Markalous, S.; Muhr, M.; Strehl, T.; Teminova, R.: *New methode of temperature measurement of overhead transmission lines (OHTLs) utilizing surface acoustic wave (SAW) sensors*
15th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2007), Slovenia, Ljubljana 27.-31.08.2007